

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK XIV

ZESZYT 3(47)

WARSZAWA 1967

WYDAWNICTWA NAUKOWO - TECHNICZNE

SPIS TREŚCI

1. Daniel Józef Bem — Optymalizacja charakterystyki promieniowania telewizyjnych anten nadawczych w płaszczyźnie pionowej	3
2. Daniel Józef Bem — Pomiar rozkładu prądu oraz impedancji wejściowej anteny cylindrycznej	21
3. Mieczysław Lubański, Zenon Zakrzewski — Wpływ przemieszczenia przewodu wewnętrznego we współosiowym sprzęgaczu kierunkowym na wartość parametru sprzężenia	49
4. Mieczysław Lubański, Zenon Zakrzewski — Pomiar mocy promieniowań niepożądanych nadajnika pracującego w zakresie fal metrowych	59

СОДЕРЖАНИЕ

1. Д. Ю. Бэм — Оптимализация характеристики излучения телевизионных передающих антенн в вертикальной плоскости	18
2. Д. Ю. Бэм — Измерение распределения тока и входного импеданса цилиндрических антенн	46
3. М. Любаньски, З. Закшевски — Влияние перемещения внутреннего провода в коаксиальном направленном ответвителе на значение параметра связи	58
4. М. Любаньски, З. Закшевски — Измерение мощности нежелательных излучений передатчика, работающего в диапазоне метровых волн.	67

CONTENTS

1. D. J. Bem — Vertical Radiation Pattern Optimization of Television Transmitting Aerials	19
2. D. J. Bem — The Measurements of Current Distribution and Input Impedance of a Cylindrical Aerial	46
3. M. Lubański, Z. Zakrzewski — Effect of a shift an inside wire in a coaxial directional coupler on the value of a coupling parameter	58
4. M. Lubański, Z. Zakrzewski — Measuring of spurious radiation of a sender working in the range of meter waves	67

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XIV

ZESZYT 5(47)

WARSZAWA 1967
WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

Komitet Redakcyjny
Redaktor Naczelny — *prof. mgr inż. Sylwester Jarkowski*

Redaktorzy działów:
adj. inż. Aleksy Brodowski,
prof. mgr inż. Lesław Kędzierski
Sekretarz Redakcji — *Janina Janicka*

Adres Redakcji
Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

Redaktor techniczny *I. Czarnecka*

WNT Warszawa 1968, Wydanie 1. Nakład 595 egz. Ark. wyd. 4,7. Ark. druk.
4,25 (5,65/A). Format B5. Papier ilustr. kl. V, 70 g. Oddano do składania 10.4.68.
Podpisano do druku 13.7.68. Druk ukończono w lipcu 1968. Symbol 80401/INE.
Cena zł 18,—

Zakłady Graf. M. Kasprzaka w Poznaniu — Zam. 852/68 — S-1/613

DANIEL JÓZEF BEM

621.396.67.012.12 : 621.397.13

OPTIMALIZACJA CHARAKTERYSTYKI PROMIENIOWANIA TELEWIZYJNYCH ANTEN NADAWCZYCH W PŁASZCZYŹNIE PIONOWEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 8. XI. 1966 r.

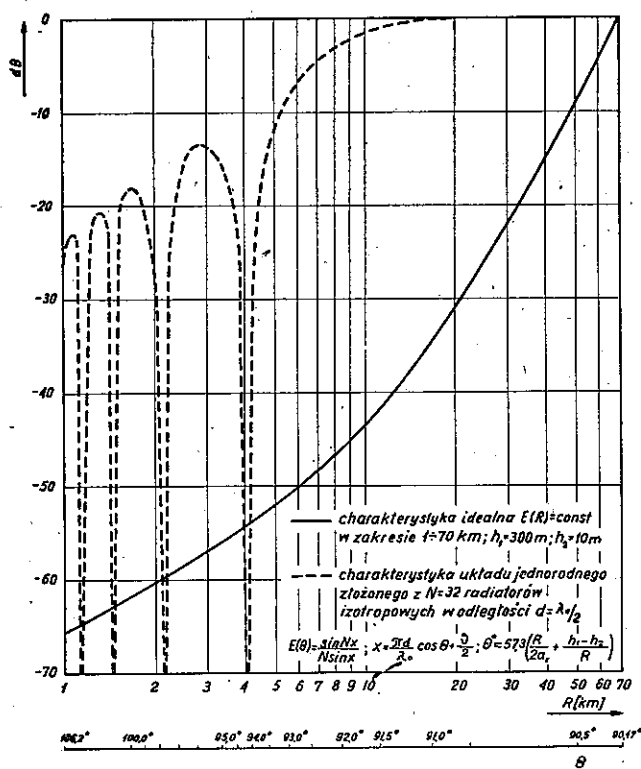
W pracy przedstawiono możliwość optymalizacji charakterystyk promieniowania telewizyjnych anten nadawczych w płaszczyźnie pionowej, przyjmując jako kryterium optymalizacji równość natężenia pola w obsługiwany obszarze. Optymalną charakterystykę uzyskuje się przez wypełnienie kierunków zerowych promieniowaniem o szerokim kącie i przesunięciem w fazie o 90° , przez zmniejszenie poziomu listków bocznych i przez ewentualne pochylenie głównej wiązki promieniowania. Opisano metodę projektowania, podano przykłady i omówiono wyniki pomiarów anten optymalizowanych. W dodatku opisano metodę obliczania charakterystyk promieniowania systemów antenowych na podstawie wyznaczonych eksperymentalnie „współczynników pobudzenia”.

1. WSTĘP

Właściwe wykorzystanie energii b.w.cz., wytwarzanej przez nadajnik telewizyjny, zależy od odpowiedniego dobrania własności kierunkowych anteny nadawczej. Jeśli antena składa się z pewnej liczby niezależnych elementów antenowych, to charakterystyka promieniowania takiej anteny może być kształtowana zarówno w płaszczyźnie poziomej i pionowej. Niniejsza praca jest poświęcona optymalizacji charakterystyki promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej.

Własności kierunkowe anteny w płaszczyźnie pionowej decydują o rozkładzie pola elektromagnetycznego w funkcji odległości od anteny. W celu zapewnienia równomiernego pokrycia terenu, charakterystyka promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej powinna mieć kształt odwrotny do krzywej spadku natężenia pola z odległością. Na rys. 1 przedstawiono kształt idealnej charakterystyki promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej umieszczonej na wysokości 300 m, pracującej w zakresie częstotliwości $40\div 250$ MHz i zapewniającej jednakowe natężenie pola na

wysokości 10 m nad ziemią aż do granic horyzontu radiowego. Przedstawiona krzywa jest odwrotnością krzywej propagacji CCIR [1]. Na tym samym rysunku podano także charakterystykę promieniowania anteny



Rys. 1. Charakterystyki promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej

jednorodnej, o wysokości równej 16 długościom fali, utworzonej z 32 izotropowych źródeł rozmieszczonych w odległości pół fali. Jak widać z wykresu, wyrażenie typu $\sin x/x$ opisujące charakterystykę promieniowania układu jednorodnego daleko odbiega od przebiegu idealnego.

2. APROKSYMACJA CHARAKTERYSTYKI PROMIENIOWANIA W PŁASZCZYŹNIE PIONOWEJ DO CHARAKTERYSTYKI IDEALNEJ

W celu możliwie równomiernego pokrycia terenu programem telewizyjnym, antena powinna mieć możliwie duży zysk energetyczny. Aby jednak w pobliżu anteny nie występowały martwe strefy, to miejsca zerowe

charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej należy wypełnić do poziomu około 10% maksymalnej wartości natężenia pola. Zmniejszenie poziomu listków bocznych do około 7% maksymalnego promieniowania pozwoli na jeszcze lepsze zbliżenie się do charakterystyki idealnej.

Charakterystykę promieniowania bez głębokich minimów uzyskuje się przez doprowadzenie do pewnej, niewielkiej liczby centralnych elementów antenowych dodatkowego prądu przesuniętego w fazie o 90° , w stosunku do prądu głównego [2, 3, 4]. W tym przypadku charakterystyka promieniowania układu jest sumą charakterystyki promieniowania anteny zasilanej konwencjonalnie, która ma wąski listek główny i głębokie minima, oraz charakterystyki promieniowania niewielkiej liczby elementów anteny, mającej szeroki listek główny, który obejmuje potrzebny zakres przestrzeni. Ponieważ środki fazowe obu sumowanych charakterystyk pokrywają się, w całej więc przestrzeni pola wytwarzane przez oba składniki będą w kwadraturze i ich suma nie będzie miała miejsc zerowych.

3. OKREŚLENIE AMPLITUDY PRĄDU DODATKOWEGO ORAZ LICZBY ELEMENTÓW ZASILANYCH TYM PRĄDEM

Jeśli układ antenowy składa się z N jednakowych elementów antenowych, do każdego z których doprowadzono moc P_0 , to moc promieniowana przez układ w kierunku maksymalnego promieniowania będzie w przybliżeniu równa

$$P = N^2 G_0 P_0 \quad (1)$$

gdzie G_0 jest zyskiem energetycznym elementu antenowego.

Wzór (1) zakłada, że elementy antenowe są umieszczone w odległościach optymalnych oraz że rezystancje promieniowania wszystkich elementów są jednakowe. Dla elementów antenowych stosowanych w technice telewizyjnej warunki te są zawsze spełnione, ze względu na znaczne skoncentrowanie promieniowania:

Jeśli przyjmiemy, że w pierwszym kącie zerowym charakterystyki promieniowania układu jednorodnego powinna być promieniowana moc

$$P' = kP \quad (2)$$

gdzie: $k < 1$,

to do każdego z n wybranych elementów centralnych należy dodatkowo doprowadzić taką moc P'_0 , aby

$$P' = n^2 G_0 P'_0 \quad (3)$$

Porównując (3) i (1) można określić stosunek mocy dodatkowej do mocy zasadniczej, jako

$$\frac{P'_0}{P_0} = k \left(\frac{N}{n} \right)^2 \quad (4)$$

Stosunek amplitudy prądu dodatkowego do prądu głównego wyniesie więc

$$\frac{I'_0}{I_0} = \sqrt{\frac{P'_0}{P_0}} = \frac{N}{n} \sqrt{k} \quad (5)$$

Oczywiście, prąd I'_0 musi być przesunięty w fazie o 90° w stosunku do prądu głównego I_0 . Sumaryczny prąd w każdym z n elementów centralnych wyniesie więc

$$I = I_0 + jI'_0 = I_0 \left(1 + j \frac{N}{n} \sqrt{k} \right) \quad (6)$$

a stosunek modułu prądu w elementach centralnych do modułu prądu w pozostałych elementach będzie

$$\left| \frac{I}{I_0} \right| = \sqrt{1 + k \left(\frac{N}{n} \right)^2} \quad (7)$$

Natomiast różnica faz wyniesie

$$\Delta\varphi = \arctg \left(\frac{N}{n} \sqrt{k} \right) \quad (8)$$

Wybór liczby elementów n , do których doprowadza się dodatkowy prąd, zależy od wielkości układu antenowego i rodzaju stosowanych elementów antenowych. Część mocy wypromieniowana w szerokim kącie zmniejsza maksymalną moc promieniowaną przez układ antenowy. Stosunek maksymalnej mocy promieniowanej przez antenę bez głębokich minimów do mocy promieniowanej przez antenę jednorodną dany jest przez

$$\frac{P_{\max}}{P_{j\max}} = \frac{1+k}{1+k \frac{N}{n}} \quad (9)$$

Z (9) wynika, że im większe n w stosunku do N , to tym większy jest stosunek $P_{\max}/P_{j\max}$, przy określonym k . Nasuwa się więc prosty wniosek, że n powinno być możliwie duże. Należy jednak pamiętać, że n nie może być zbyt duże, aby charakterystyka promieniowania n elementów miała miejsca zerowe poza założonym obszarem.

Odległość kątowa od maksimum do pierwszego miejsca zerowego, dla układu jednorodnego złożonego z n elementów rozmieszczonych w odległości pół długości fali, wynosi

$$\Theta_0 = \arcsin \frac{2}{n} \quad (10)$$

Dopuszczalną wartość Θ_0 można określić na podstawie lokalizacji i wysokości zawieszenia anteny, a następnie z (10) można wyznaczyć maksymalną wartość n , jako

$$n = \frac{2}{\sin \Theta_0} \quad (11)$$

Jeśli np. dopuszczimy $\Theta_0 = 14,5^\circ$, to maksymalna wartość n wynosi 8. Przy antenie złożonej z 32 elementów i $k = 0,01$ zmniejszenie maksymalnej mocy promieniowanej wyniesie wówczas 40%. Jest więc ono znikomo małe. Im niżej jest umieszczona antena nadawcza oraz im dalej od anteny znajdują się tereny gęsto zaludnione, tym mniejsze można dopuścić wartości Θ_0 .

4. POCHYLENIE GŁÓWNEJ WIĄZKI PROMIENIOWANIA

W przypadku wysoko umieszczonych anten kąt widzenia horyzontu radiowego Θ_r różni się od zera i może być określony na podstawie zależności

$$\Theta_r^0 = 57,3 \sqrt{\frac{2(h_1 - h_2)}{a_r}} \quad (12)$$

gdzie:

h_1 — wysokość zawieszenia anteny nadawczej,

h_2 — wysokość zawieszenia anteny odbiorczej,

$a_r = 8,500$ km jest zastępczym promieniem ziemi przy średniej refrakcji.

Wartość kąta widzenia horyzontu radiowego dla kilku wysokości anteny nadawczej i wysokości anteny odbiorczej równej 10 m podano w tabl. 1.

Tablica 1

h_1 [m]	100	200	300	400	500	600
Θ_r^0	0,26	0,38	0,47	0,55	0,61	0,67

Jak więc wynika z przedstawionej tablicy, kąt widzenia horyzontu radiowego, przy wysoko umieszczonych antenach o dużym zysku energetycznym, może być porównywalny z szerokością głównego listka charakterystyki. W takich przypadkach należy pochylić główną wiązkę promieniowania ku ziemi o kąt Θ_r , uzyskując w ten sposób lepsze wykorzystanie mocy nadajnika. Przy pochylaniu wiązki należy jednak mieć na uwadze, że różnica wysokości $h_1 - h_2$ może być różna w różnych kierunkach. Po-

chylenie wiązki można uzyskać bądź mechanicznie — przez nachylenie całej anteny, bądź też elektrycznie — przez odpowiedni dobór długości kabli zasilających [5].

5. OBNIŻENIE POZIOMU LISTKÓW BOCZNYCH

Zmniejszenie poziomu bocznych listków charakterystyki promieniowania można uzyskać bądź przez odpowiedni dobór amplitud prądów w poszczególnych elementach, bądź też przez nierównomierne rozmieszczenie elementów. Można również uzyskać to przez jednoczesne stosowanie obu wymienionych sposobów.

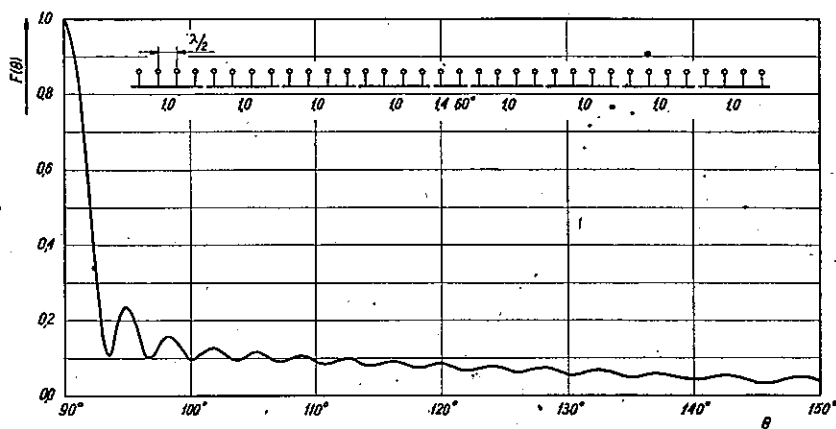
Pierwszy sposób, polegający na określeniu współczynników pobudzenia elementów na podstawie wielomianów Czebyszewa, jest szeroko opisany w literaturze [6, 7]. Obszerne tablice współczynników pobudzenia elementów antenowych dla różnych poziomów listków bocznych są podane w [8]. Drugi sposób, chociaż szeroko dyskutowany w literaturze [9, 10, 11], nie znalazł jeszcze zastosowania w technice telewizyjnej. Autor pracuje również nad możliwością wykorzystania odległości pomiędzy elementami, jako jeszcze jednej zmiennej pozwalającej poprawić parametry anten.

6. PRZYKŁADY ANTEN O KSZTAŁTOWANEJ CHARAKTERYSTYCE PROMIENIOWANIA W PŁASZCZYŹNIE PIONOWEJ

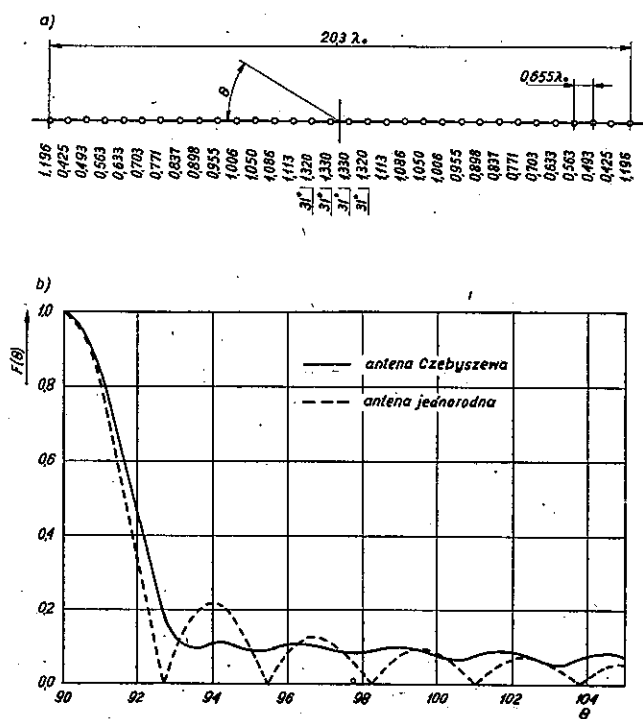
Dla ilustracji przeprowadzonych rozważań podano niżej kilka przykładów anten o kształtowanej charakterystyce promieniowania w płaszczyźnie pionowej.

Na rysunku 2 przedstawiono charakterystykę promieniowania układu antenowego, złożonego z ośmiu elementów antenowych czterodipolowych i jednego elementu dwudipolowego, do którego doprowadzono dodatkowy prąd przesunięty w fazie o 90° , w celu wypełnienia miejsc zerowych. Współczynnik wypełnienia miejsc zerowych k przyjęto równy 0,01. Poziomu listków bocznych nie zmniejszono, co wyraźnie uwidacznia się w postaci silnych zafalowań, szczególnie w bezpośrednim sąsiedztwie listka głównego.

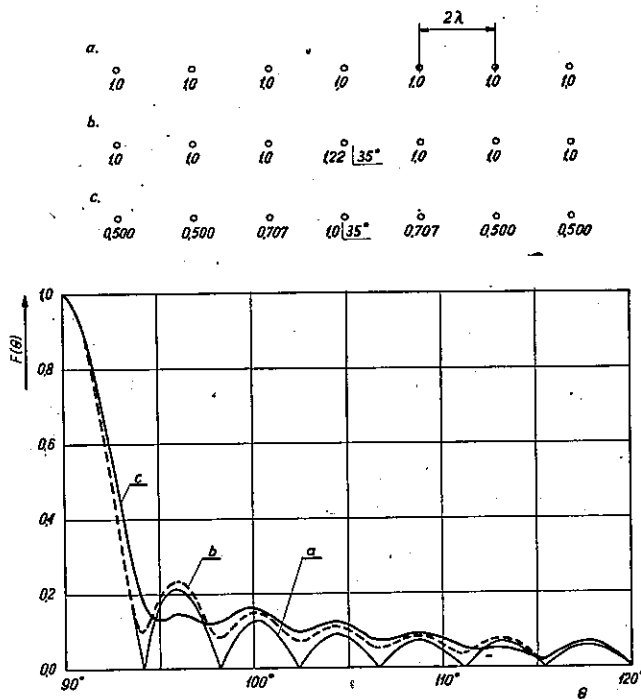
Na rysunku 3 przedstawiono natomiast rozkład współczynników pobudzenia anteny Czebyszewa złożonej z 32 elementów izotropowych. W celu wypełnienia miejsc zerowych do 4 elementów centralnych doprowadzono dodatkowy prąd przesunięty fazowo o 90° . Charakterystykę pro-



Rys. 2. Sposób zasilania i charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej układu antenowego złożonego z ośmiu elementów czterodipolowych i jednego dwudipolowego, do którego doprowadzono dodatkowy prąd przesunięty w fazie o 90° , w celu wypełnienia miejsc zerowych



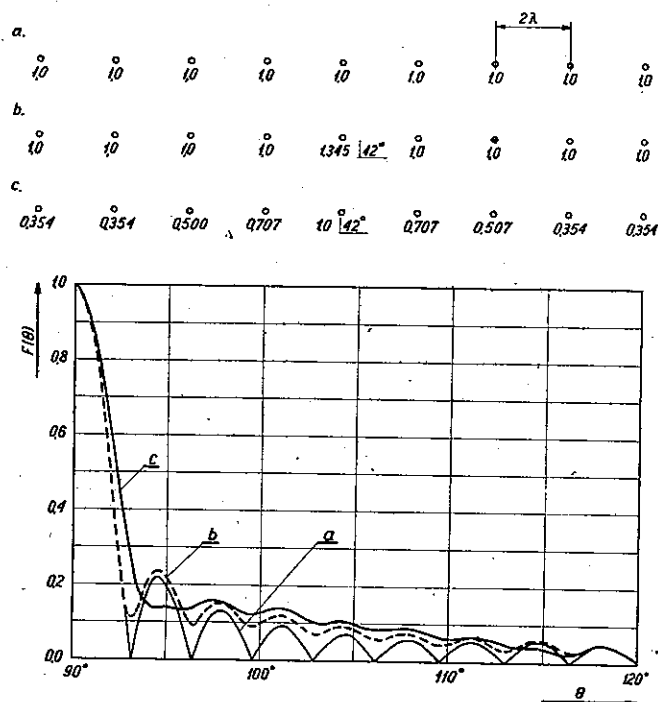
Rys. 3: a) rozkład współczynników pobudzenia elementów anteny Czebyszewa z wypełnieniem miejsc zerowych, b) charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej anteny Czebyszewa z wypełnieniem miejsc zerowych i anteny jednorodnej



Rys. 4. Sposoby zasilania i charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej układu antenowego złożonego z siedmiu czterodipolowych elementów antenowych

a) układ jednorodny, b) do elementu centralnego doprowadzono dodatkowy prąd przesunięty w fazie o 90° w celu wypełnienia miejsc zerowych, c) układ ze zmniejszonym poziomem listków bocznych i wypełnieniem miejsc zerowych

mieniowania tej anteny podano w dolnej części rysunku. Chociaż uzyskana charakterystyka promieniowania jest bardzo korzystna, to jednak w praktyce może być ona zrealizowana tylko w niektórych typach anten szczelinowych. W przypadku anten dipolowych układ zasilania byłby bowiem bardzo skomplikowany. Ponadto, nie można stosować wielodipolowych elementów antenowych, co powoduje znaczny wzrost kosztów anteny. W praktyce nie jest jednak konieczne uzyskanie jednakowego poziomu listków bocznych w całej przestrzeni. Wystarczy, jeśli listki boczne występujące w najbliższym sąsiedztwie listka głównego będą miały odpowiednio niski poziom. Przy takim założeniu wystarczy zapewnić jedynie w przybliżeniu rozkład pobudzenia według wielomianów Czebyszewa. Przykłady takich rozwiązań podano na rys. 4 i 5, dla anten złożonych z 7 i 9 czterodipolowych elementów antenowych.

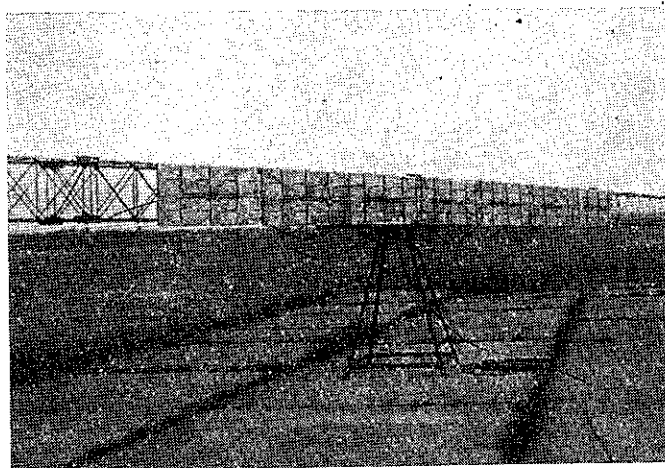


Rys. 5. Sposoby zasilania i charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej układu antenowego złożonego z dziewięciu czterodipolowych elementów antenowych

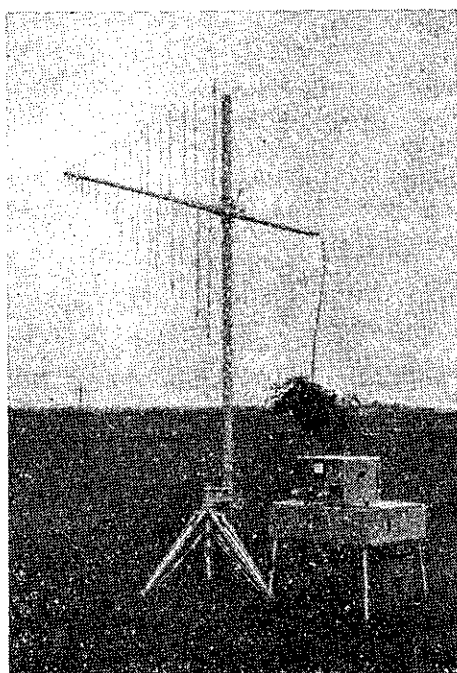
a) układ jednorodny, b) układ z wypełnieniem miejsc zerowych przez doprowadzenie do elementu centralnego dodatkowego prądu przesuniętego w fazie o 90° , c) układ ze zmniejszonym poziomem listków bocznych i wypełnieniem miejsc zerowych

7. POMIARY ANTEN O KSZTAŁTOWANEJ CHARAKTERYSTYCE PROMIENIOWANIA W PŁASZCZYŹNIE PIONOWEJ

W celu doświadczalnego potwierdzenia przedstawionych rozważań wykonano pomiary dwóch modelowych układów antenowych złożonych z czterodipolowych elementów antenowych, przeznaczonych do pracy w czwartym zakresie częstotliwościowym. W celu uniknięcia wpływu otoczenia pomiary wykonano na polowym lotnisku wojskowym. Elementy antenowe zamontowano na specjalnej konstrukcji obrotowej (rys. 6), a do ich połączenia użyto typowego osprzętu antenowego. Cały układ zasilano z generatora mocy. W odległości około 800 m od anteny umieszczono miernik natężenia pola (rys. 7) typu HFU firmy Rohde i Schwarz.

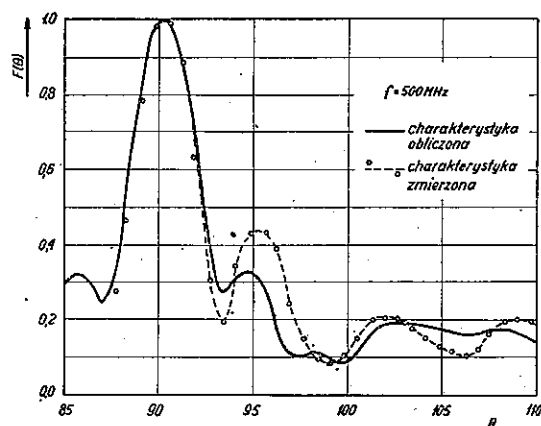


Rys. 6. Modelowy układ antenowy

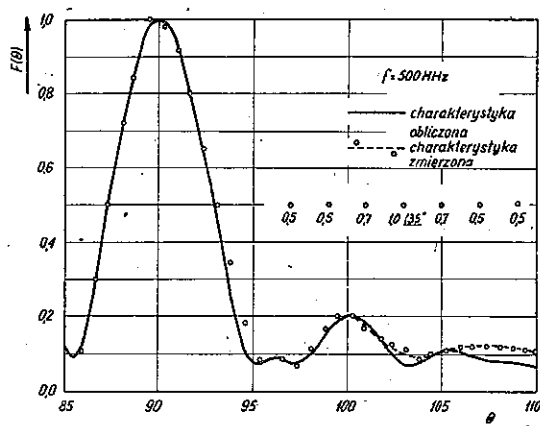


Rys. 7. Stanowisko odbiorcze

Wyniki pomiarów zostały podane na rys. 8 i 9. Wskutek niedokładności wykonania elementów i osprzętu antenowego współczynniki pobudzenia poszczególnych dipoli mogą nawet znacznie odbiegać od wartości teo-



Rys. 8. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej układu antenowego złożonego z ośmiu czterodipolowych elementów antenowych zasilanych synfazowo i jednego elementu dwudipolowego, umieszczonego w środku fazowym układu synfazowego. Prądy w dipolach elementu dwudipolowego są większe o 6,8 dB i opóźnione w fazie o 70° , w stosunku do prądów w dipolach układu synfazowego



Rys. 9. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej układu antenowego złożonego z siedmiu czterodipolowych elementów antenowych. Stosunki prądów w poszczególnych elementach podano na rysunku

retycznych. W związku z tym, opracowano oryginalną metodę pomiaru współczynników pobudzenia elementów (patrz *dodatek*). Na rysunkach 8 i 9 obok charakterystyk zmierzonych podano także charakterystyki

obliczone na podstawie zmierzonych współczynników pobudzenia. Zgodność charakterystyk obliczonych i mierzonych jest, jak widać, zadowalająca. Wszystkie obliczenia wykonano na maszynie cyfrowej ELIOT-803.

WYKAZ LITERATURY

1. CCIR Documents of the Xth Plenary Assembly. Geneva, 1963, report 240.
2. Greif R.: Fernseh-Sendantennen für die UHF-Frequenzbänder IV und V. Rohde u. Schwarz Mitteilungen, 1960, nr 13, str. 301.
3. Kuźniecowa W. D., Sosznikowa N. W.: Antennyje sistemy telewizionnych centrow. Elektroswiaź, 1964, nr 4, str. 1.
4. Kohler K.: Eine neue Methode zur weichen Auffüllung von Nullstellen bei Fernsehantennen. Rundfunk techn. Mitteilungen 8, 1964, nr 3, str. 152.
5. Tomankiewicz T., Bem D. J.: Projektowanie nadawczych anten ultrakrótkofalowych do celów rozsiewczych. Prace Instytutu Łączności, 1963, nr 3 (32), str. 23.
6. Dolph C. L.: A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beam-width and side-lobe level. P.I.R.E., 1964, nr 34, str. 33.
7. Stegen R. I.: Excitation coefficients and beam widths of Tschebyscheff arrays. P.I.R.E., 1957, nr 41, str. 1671.
8. Bem, D. J.: Rozkład prądów w antenach liniowych. Politechnika Wrocławska — Praca doktorska, 1965.
9. Harrington R. F.: Sidelobe reduction by non-uniform element spacing. Trans. I.R.E., AP-9, 1961, nr 2, str. 187.
10. Andreassen M. S.: Linear arrays with variable interelement spacings. Trans. I.R.E., AP-10, 1962, nr 2, str. 137.
11. Lo Y. T.: A mathematical theory of antenna arrays with randomly spaced elements. Trans. I.E.E. AP-12, 1964, nr 3, str. 257.

DODATEK

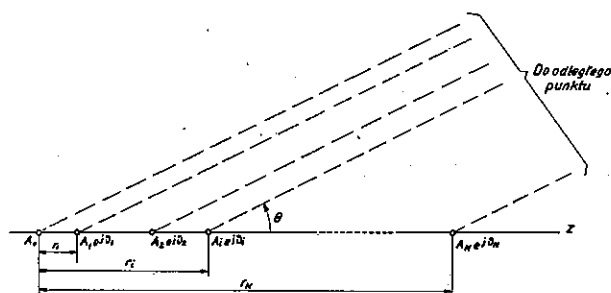
OKREŚLENIE CHARAKTERYSTYKI PROMIENIOWANIA SYSTEMÓW ANTENOWYCH NA PODSTAWIE WSPÓŁCZYNNIKÓW POBUDZENIA ELEMENTÓW PROMIENIUJĄCYCH

Niech będzie dany układ złożony z N jednakowych elementów promieniujących, dowolnie rozmieszczonych wzdłuż osi z i dowolnie pobudzonych (rys. 10). Charakterystyka promieniowania takiego układu jest dana przez

$$F(\theta) = f(\theta) \sum_{i=0}^N A_i \exp[j(\beta r_i \cos \theta + \varphi_i)] \quad (1)$$

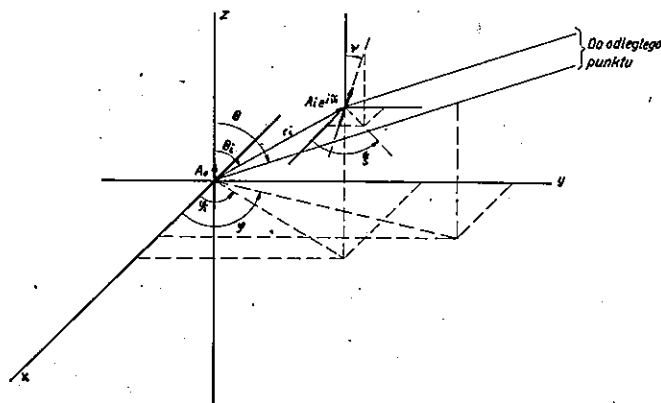
gdzie:

- $f(\theta)$ — charakterystyka pojedynczego elementu,
 $A_i e^{j\phi_i}$ — zespolony współczynnik pobudzenia i -go elementu,
 r_i — położenie i -go elementu na osi z ,
 $r_0 = 0$,
 $\vartheta_0 = 0$.



Rys. 10. Liniowy układ antenowy

Z (1) wynika, że przy znanej geometrii układu zagadnienie wyznaczenia charakterystyki promieniowania sprowadza się do pomiaru współ-



Rys. 11. Dowolna orientacja źródeł promieniujących

czynników pobudzenia elementów układu. Wykonanie obliczeń według (1) przy dużym N i użyciu metody klasycznej jest bardzo żmudne, jednak zastosowanie maszyn matematycznych całkowicie rozwiązuje problem.

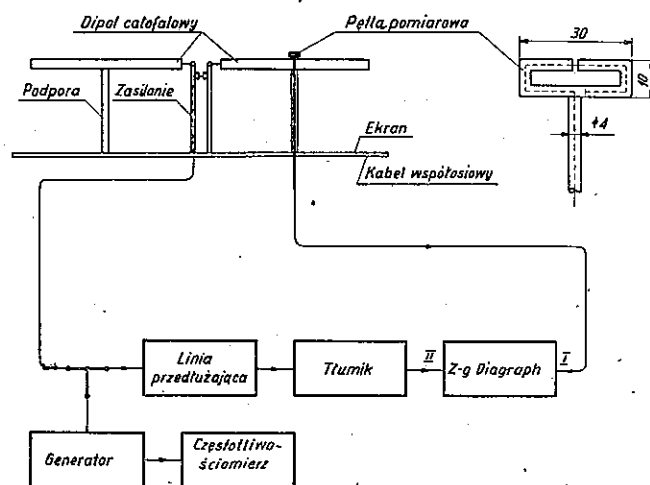
Zadanie może być również rozszerzone na układ źródeł dowolnie rozmieszczonych w przestrzeni (rys. 11). W takim przypadku charakterystyka promieniowania układu dana jest przez

$$F(\Theta, \varphi) = \sum_{i=0}^N A_i f[(\Theta - \psi_i), (\varphi - \xi_i)] \exp[j(\beta r_i \cos \gamma + \vartheta_i)] \quad (2)$$

gdzie:

$$-\cos \gamma = \cos \Theta \cos \Theta_i + \sin \Theta \sin \Theta_i \cos(\varphi - \varphi_i)$$

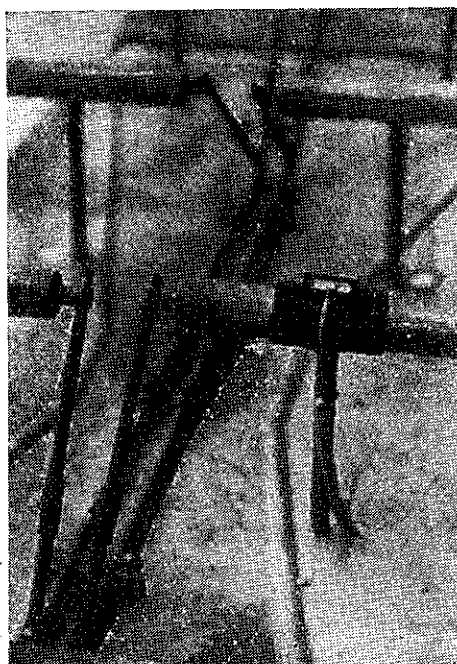
Istota pomiaru współczynników pobudzenia jest jednakowa dla wszystkich systemów antenowych. W konkretnych przypadkach należy jedynie opracować odpowiednie sprzęgacze. Na rys. 12 przedstawiono przykła-



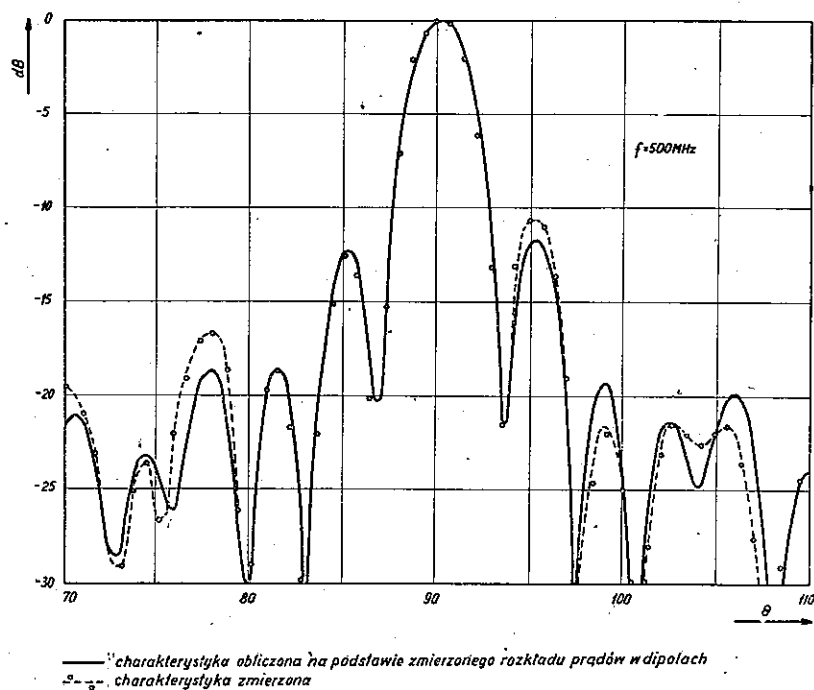
Rys. 12. Układ do pomiaru współczynników pobudzenia elementów dipolowych

dowo sposób pomiaru współczynników pobudzenia w układach antenowych złożonych z elementów dipolowych. Jako sprzęgacza użyto tutaj ekranowanej pętli (rys. 13), umieszczonej w węźle napięcia (punkt podparcia) całofalowego dipola. Dzięki temu wpływ pętli (jak i przewodu odprowadzającego indukowane w niej napięcie) na rozkład prądu w elemencie antenowym jest możliwie mały. Pomiar amplitudy i fazy napięcia indukowanego w pętli, które jest proporcjonalne do współczynnika pobudzenia dipola, wykonuje się np. za pomocą Z-g Diagramu. Wykonując pomiary kolejno we wszystkich dipolach układu antenowego otrzymuje się rozkład współczynników pobudzenia dipoli, co następnie pozwala obliczyć charakterystykę promieniowania układu zgodnie z (1) lub (2).

Dla sprawdzenia opisanej metody wykonano pomiar rozkładu współczynników pobudzenia układu antenowego złożonego z ośmiu czterodipo-



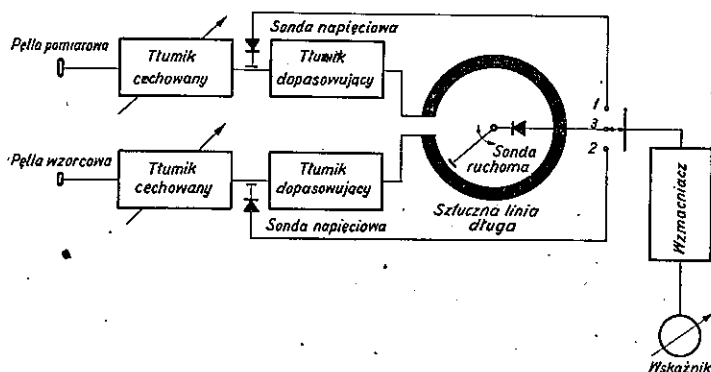
Rys. 13. Pętla pomiarowa



Rys. 14. Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej układu antenowego złożonego z ośmiu czterodipolowych elementów antenowych zasilanych synfazowo

lowych elementów antenowych zasilanych synfazowo. Obliczoną na tej podstawie charakterystykę układu porównano z charakterystyką zmierzoną na specjalnym polu pomiarowym (rys. 14). Zgodność obu charakterystyk jest bardzo dobra.

Przedstawiona metoda wyznaczania charakterystyki promieniowania układów antenowych może być również stosowana w przypadku anten



Rys. 15. Schemat blokowy przyrządu do pomiaru współczynników pobudzenia elementów antenowych

zainstalowanych na wysokich masztach, dla których pomiar charakterystyki innymi metodami jest trudny i pracochłonny. Jeśli antena jest zasilana z nadajnika dużej mocy, to do pomiaru zespolonych współczynników pobudzenia można użyć prostego przyrządu, którego schemat blokowy podano na rys. 15.

Д. Ю. Бэм

ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН В ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ

Резюме

В работе представлена возможность оптимизации характеристик излучения телевизионных передающих антенн в вертикальной плоскости, принимая в качестве критерия оптимизации равенство напряженности поля в обслуживаемой области. Оптимальную характеристику получают путем заполнения нулевых направлений широкоугольным излучением со сдвигом фазы на 90° , путем уменьшения уровней боковых лепестков и путем эвентуального наклона главного

пучка излучения. Описан метод проектирования, приведены примеры и обоснованы результаты измерений оптимизированных антенн. В приложении описан метод расчета характеристик излучения антенных систем на основании определенных экспериментально „коэффициентов возбуждения“.

D. J. Bem

VERTICAL RADIATION PATTERN OPTIMIZATION OF TELEVISION TRANSMITTING AERIALS

Summary

A possibility of vertical radiation pattern optimization of television transmitting aerials is presented, assuming as an optimization criterion the equality of field strength in the attended area.

The optimum pattern is obtained by filling the nulls in the pattern with a wide angle radiation in quadrature, by reducing the side-lobe level and by tilting the main beam.

A designing method has been described, examples presented and optimized aerials measuring results discussed.

In the annex the radiation characteristics calculation method, based on the experimentally found excitation coefficients has been described.

D. J. Bem

L'OPTIMALISATION DES CARACTÉRISTIQUES VERTICALES DE RAYONNEMENT DES ANTENNES D'ÉMISSION DE TÉLÉVISION

Résumé

Dans l'article on a présenté la possibilité d'obtention des caractéristiques optimales de rayonnement des antennes de télévision d'émission au plan vertical, ayant accepté comme critère de l'optimalisation l'égalité d'intensité du champ dans le territoire desservi.

On obtient la caractéristique optimale au moyen de remplissage de directions „nulles” par un rayonnement à large bande et à un déphasage de 90° , par diminution des niveaux des lobes secondaires et éventuellement par l'inclinaison du faisceau de rayonnement principal. Une méthode de projets a été décrite, les exemples sont ici présentés ainsi que les résultats des mesures des antennes optimisées. En annexe a été présenté une méthode de calcul des caractéristiques de rayonnement des systèmes d'antennes à la base des coefficients d'excitation fixés expérimentalement.

D. J. Bem

OPTIMIERUNG DER VERTIKALCHARAKTERISTIK DER FERNSEHSENDERANTENNEN

Zusammenfassung

In der Arbeit hat man die Möglichkeit der Optimierung der Vertikalcharakteristiken der Fernsehsenderantennen dargestellt in dem als Optimierungskriterium die Gleichheit der Feldstärke im bedienten Raum genommen wird.

Die optimale Charakteristik bekommt man durch die Ausfüllung der Nullrichtungen mit der Breitwinkelstrahlung mit der 90° -Phasenverschiebung, durch die Verminderung des Pegels der Nebenbündel und durch die eventuelle Neigung des Hauptstrahlenbündels. Es wird die Projektierungsmethode beschrieben und es werden die Ergebnisse der Messungen von den optimierten Antennen gegeben.

Im Anhang wird eine Methode der Berechnung der Strahlungscharakteristiken der Antennensysteme auf Grund der experimentell erhaltenen „Anregungsfaktoren“ beschrieben.

DANIEL JÓZEF BEM

621.317.3 : 621.396.67 : 621.397.13

POMIAR ROZKŁADU PRĄDU ORAZ IMPEDANCJI WEJŚCIOWEJ ANTENY CYLINDRYCZNEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 8. XI. 1966 r.

W pracy przedyskutowano metody pomiaru rozkładu prądu i impedancji wejściowej anteny cylindrycznej. Opisano oryginalny zestaw pomiarowy i podano wyniki pomiarów dla trzech anten o różnych smukłościach. Uzyskane wyniki porównano z teoriami *Halléna*, *Kinga-Middletona* i *Schelkunoffa* oraz z wynikami doświadczeń *Hartiga*. Wykazano brak teorii dającej dużą zgodność z doświadczeniem dla anten o małej smukłości. Wskazano również na duży wpływ nieciągłości w punkcie zasilania na wartość wejściowej impedancji anteny.

1. WSTĘP

Teoria anten liniowych jest dobrze opracowana dla anten o stosunkowo dużej smukłości. Przy zwiększaniu rozmiarów poprzecznych anteny rozbieżności pomiędzy teorią i doświadczeniem wzrastają na tyle, że przestaje być ona użyteczna w praktyce.

Anteny o małej smukłości charakteryzują się małą wartością impedancji wejściowej przy antyrezonansie oraz małymi zmianami tej impedancji w funkcji częstotliwości. Te własności spowodowały zastosowanie anten liniowych o małej smukłości do budowy telewizyjnych anten nadawczych. Buduje się układy antenowe pracujące w szerokim zakresie częstotliwości, obejmującym kilka lub nawet kilkanaście kanałów telewizyjnych, przy znikomym małym niedopasowaniu. Projektowanie tego rodzaju anten wymaga określenia impedancji wejściowej anteny, a ponadto znajomości rozkładu prądu wzdłuż anteny w celu wyznaczenia jej własności kierunkowych. Ponieważ teoria anten o małej smukłości jest niewystarczająca do zastosowań praktycznych, niniejsza więc praca ma na celu dostarczenie odpowiedniego, uzupełniającego materiału doświadczalnego.

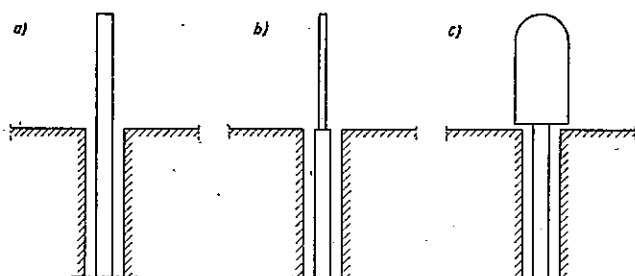
2. METODY POMIARU ROZKŁADU PRĄDU ORAZ IMPEDANCJI WEJŚCIOWEJ ANTEN CYLINDRYCZNYCH

Wielu badaczy zajmowało się pomiarami rozkładu prądu oraz impedancji wejściowej anteny. Pierwsze takie pomiary wykonali w 1945 r. *Brown* i *Woodward* [1]. Przeprowadzili oni pomiary na fali 5 metrów, wykorzystując typowy wówczas sprzęt pomiarowy, nie stosując przy tym żadnych specjalnych środków ostrożności w celu wyeliminowania lub uwzględnienia wpływu linii zasilającej. W 1947 r. *Wilson* [2] mierzył impedancję anten odbiorczych. Wskutek nieuwzględnienia szumów aparatury pomiary te okazały się mało dokładne. Bardzo precyzyjne pomiary impedancji anten nadawczych wykonał *Conley* [3] przy użyciu modelu linii dwuprzewodowej w układzie niesymetrycznym i *Tomiyasu* [4, 5] przy użyciu długiej geometrycznie linii dwuprzewodowej.

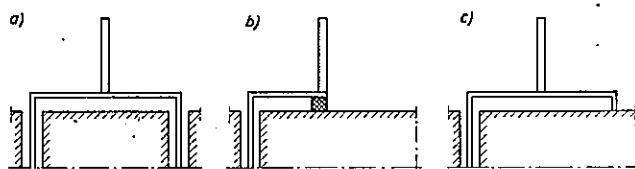
Pomiary przy użyciu pionowej linii koncentrycznej prowadzili *King* [6, 7] i *Hartig* [8]. Ten ostatni dostarczył bardzo dużo informacji na temat nieciągłości występującej w punkcie zasilania anteny. Pomiary anten odbiorczych wykonywane były przez *Hartiga* i *Morité* [9], który także badał rozkład prądu w antenach cylindrycznych [10].

Wszystkie te prace dotyczyły stosunkowo cienkich anten, natomiast celem niniejszej pracy jest zbadanie rozkładu prądu oraz impedancji wejściowej anten grubych.

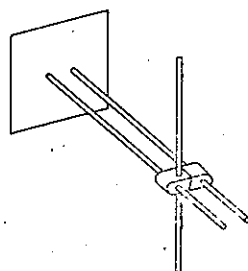
Układ do pomiaru rozkładu prądu i impedancji wejściowej anteny powinien możliwie dokładnie aproksymować model teoretyczny anteny, bądź też jej rzeczywiste warunki pracy [11]. Z zasady swojego działania antena wytwarza wokół siebie pole elektromagnetyczne, poprzez które sprzęga się z otoczeniem. W celu więc zapewnienia dużej dokładności pomiarów należy stworzyć warunki odpowiadające pracy w swobodnej przestrzeni. W szczególności, należy uniezależnić się od wpływów mierzącego i sprzętu pomiarowego. Bardzo dobrym np. sposobem oddzielenia pola anteny od przestrzeni pomiarowej jest zastosowanie układu niesymetrycznego, będącego połową układu symetrycznego, i umieszczenie go nad dostatecznie rozległym, płaskim ekranem metalowym. Możliwe jest przy tym zarówno zasilanie połówki anteny (unipola) z linii koncentrycznej (rys. 1), jak i z linii dwuprzewodowej (rys. 2). W tym ostatnim przypadku antena musi jednak leżeć w płaszczyźnie linii zasilającej. Jeśli zachodzi potrzeba zbadania anteny leżącej w płaszczyźnie prostopadłej do linii zasilającej, to stosuje się metodę długiej linii dwuprzewodowej (rys. 3). Długość linii wybiera się w taki sposób, aby uniknąć wpływów mierzącego i sprzętu pomiarowego na antenę.



Rys. 1. Sposoby zasilania unipola za pomocą linii koncentrycznej



Rys. 2. Niesymetryczny model anteny zasilanej linią dwuprzewodową: a) linia zasilana obustronnie, b) linia zasilana jednostronnie, antena podparta dielektrykiem, c) linia zasilana jednostronnie, antena podparta izolatorem metalowym



Rys. 3. Antena w płaszczyźnie prostopadłej do linii zasilającej

Pomiędzy anteną i linią zasilającą występuje sprzężenie, które w ogólnym przypadku może mieć charakter pojemnościowy, indukcyjny lub mieszany [17]. Wpływ tego sprzężenia daje się obserwować w tzw. obszarze podłączenia — o długości około $0,1 \lambda$, licząc od zacisków anteny wzdłuż linii zasilającej, a jego skutkiem jest zmiana parametrów linii. Wskutek występującego sprzężenia impedancja mierzona na linii w odległości $\lambda/2$ od zacisków anteny różni się od impedancji wejściowej anteny odosobnionej. Ponieważ działanie sprzężenia pomiędzy linią i anteną ogranicza się do małego obszaru (w stosunku do długości fali), można więc uwzględnić jego wpływ przez włączenie pomiędzy anteną i linią odpowiedniego czwórnika, zbudowanego z elementów skupionych. Przy sposobie zasilania podanym na rys. 1a czwórnik ten redukuje się do ujemnej pojemności przyłączonej równolegle do zacisków anteny.

Warto tu podkreślić, że chociaż sposób zasilania anteny, przedstawiony na rys. 3, zapewnia najmniejsze sprzężenie pomiędzy anteną i linią zasilającą, to jednak impedancja mierzona w odległości $\lambda/2$ od zacisków anteny różni się od impedancji wejściowej anteny odosobnionej o wartość reaktancji poprzecznych odcinków przewodnika, łączących antenę z linią zasilającą.

Storer [12] teoretycznie, a Meier i Summers [13] doświadczalnie — wykazali, że przy pomiarach w układzie niesymetrycznym wartość mierzonej impedancji jest oscylacyjną funkcją rozmiarów ekranu D/λ_0 , a ponadto zależy ona od jego kształtu. Amplituda oscylacji maleje przy tym ze wzrostem rozmiarów ekranu i dla ekranu kwadratowego jest mniej więcej o połowę mniejsza niż dla ekranu okrągłego. Ponadto, zmniejszenie się oscylacji wraz ze wzrostem rozmiarów ekranu jest szybsze przy ekranie kwadratowym niż przy kołowym. Dla ekranu kwadratowego amplituda fluktuacji od średniej wartości rezystancji w pobliżu rezonansu i antyrezonansu wynosi około 5%, przy $D/\lambda_0 = 6$ i około 9% przy $D/\lambda_0 = 2,5$.

Jeśli pomiary są wykonywane w pomieszczeniu, to należy zapewnić dostatecznie dużą odległość anteny od otaczających przedmiotów, w szczególności metalowych (np. instalacja oświetleniowa, wodociągowa itp.) lub też wyłożyć ściany pomieszczenia materiałem pochłaniającym energię b.w.cz.

Układ do pomiaru względnej wartości amplitudy i fazy prądu wzdłuż anteny składa się z czułego detektora i elementu sprzęgającego, który może przesuwać się równolegle do osi anteny. Element sprzęgający powinien przy tym spełniać następujące wymagania:

- a) jego rozmiary powinny być małe w stosunku do długości anteny i długości fali,
- b) powinien on być umieszczony blisko anteny w stosunku do długości fali,
- c) sprzężenie elementu z anteną powinno być możliwie słabe,
- d) powinien on reagować tylko na prąd w antenie.

Pierwsze dwa warunki wynikają z żądania, aby prąd indukowany w elemencie sprzęgającym był związany z prądem płynącym w małej części anteny w stosunku do długości fali. Trzeci warunek wynika z żądania, aby wprowadzenie elementu sprzęgającego powodowało znikomo małą zmianę w rozkładzie prądu w antenie. Wszystkie trzy warunki żądają natomiast, aby rozmiary elementu sprzęgającego były możliwie małe. Czwarty warunek podyktowany jest żądaniem uniknięcia wpływu rozkładu ładunku na mierzony rozkład prądu. Element sprzęgający nie mierzy bowiem bezpośrednio rozkładu prądu, a rozkład pola magnetycznego, które związane jest z prądem. Spełnienie czwartego warunku sprowadza

się więc do zaekranowania elementu sprzęgającego od wpływu pola elektrycznego, związanego z rozkładem ładunku.

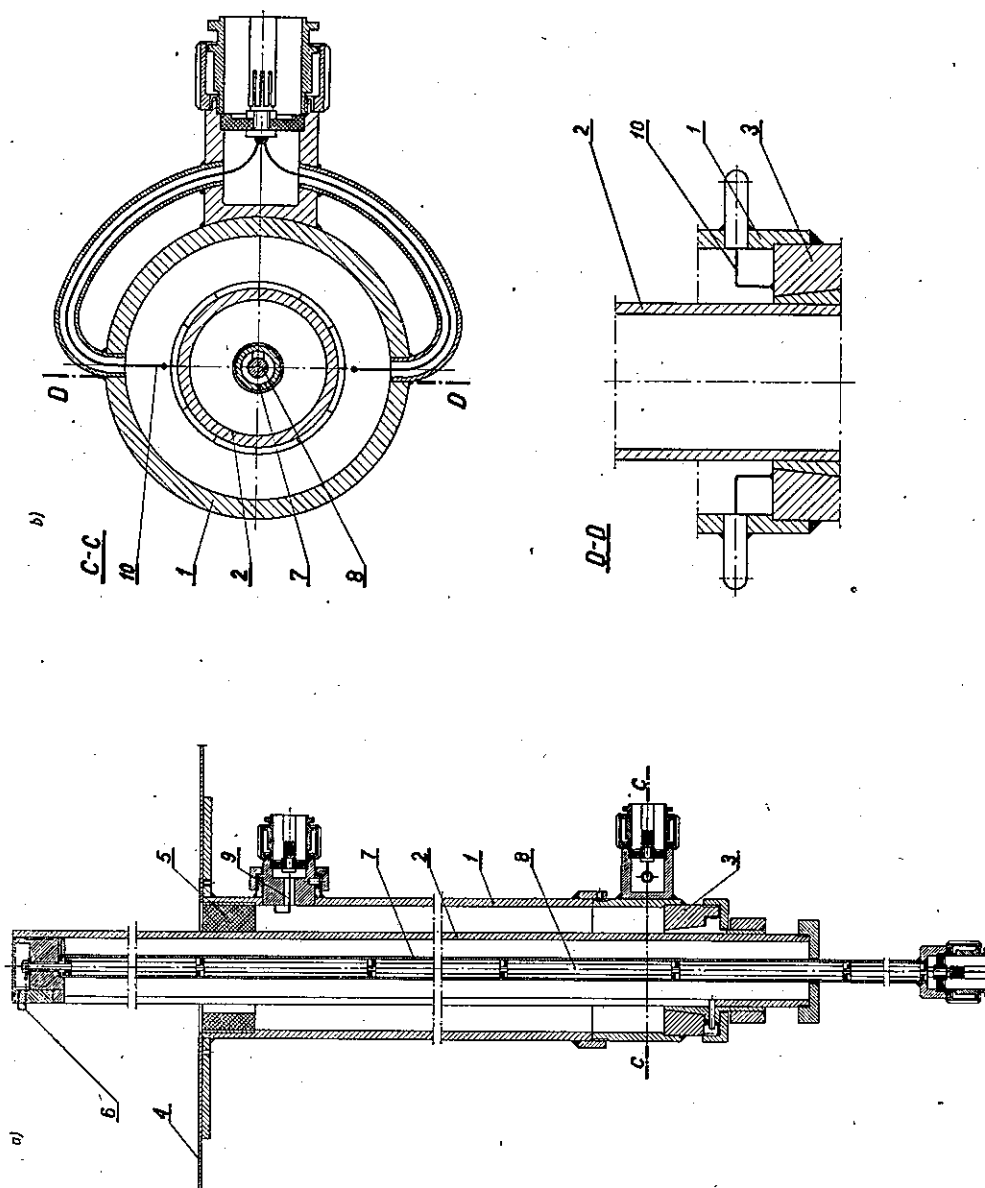
Osobną sprawą jest wybór częstotliwości, przy której wykonuje się pomiary. Zbyt małe częstotliwości prowadzą do dużych rozmiarów aparatury, ekranu oraz pomieszczenia, w którym wykonuje się pomiary. Zbyt wielkie częstotliwości prowadzą znów do nadmiernego zaostrożenia tolerancji na wykonanie mechaniczne aparatury. W związku z tym dla prac laboratoryjnych uważa się za najkorzystniejszy zakres częstotliwości od 300 do 3000 MHz. Stosunkowo łatwe do uzyskania tolerancje w granicach 0,1 mm są jeszcze dopuszczalne dla największej z tych częstotliwości. Z drugiej strony, rozmiary ekranu przy najmniejszej częstotliwości są jeszcze dostatecznie małe, aby można było wykonywać pomiary w pomieszczeniu.

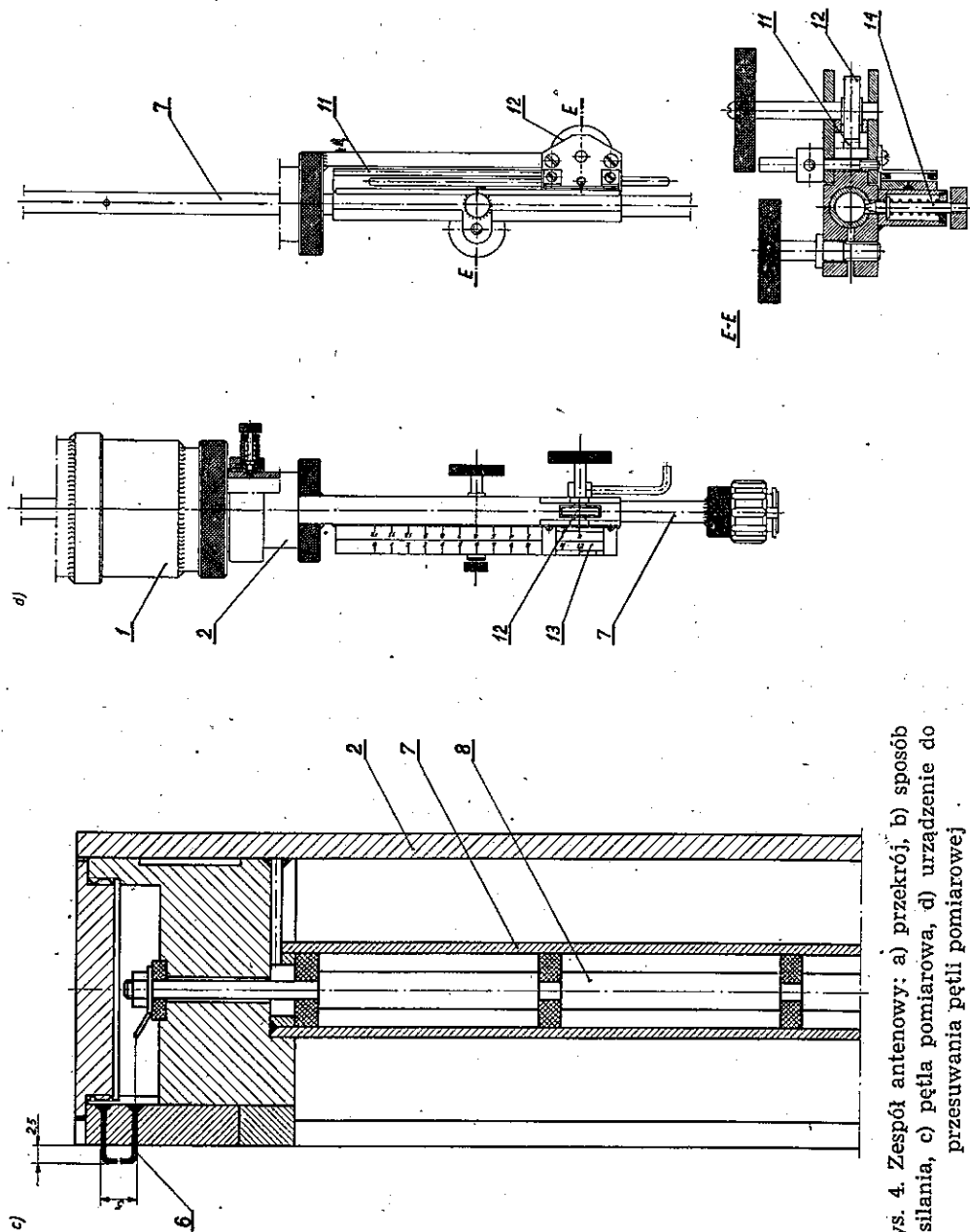
3. OPIS STOSOWANEGO UKŁADU POMIAROWEGO

Ze względu na przydatność takiego sposobu pomiaru do badania modeli elementów antenowych [14] zdecydowano się wykonać pomiary w układzie niesymetrycznym, przy zasilaniu anteny z linii koncentrycznej. Z przedstawionych na rys. 1 możliwości zasilania anteny wybrano wariant *a*, który przy małym stosunku przerwy zasilającej do długości fali jest najbardziej zbliżony do teoretycznego modelu anteny, pobudzonej przez skok potencjału skalarne. Pomiary postanowiono wykonywać w pomieszczeniu zamkniętym o rozmiarach $6 \times 8 \times 4$ m, przy czym jedna ściana jest ścianką działową, oszkloną w górnej części. W pomieszczeniu tym wybudowano poziomy ekran o powierzchni 16 m^2 , w postaci kwadratu o boku 4 m. Ekran wykonano z blachy stalowej ocynkowanej, o grubości 0,75 mm. W celu uzyskania odpowiedniej płaskości powierzchni ekranu oraz zabezpieczenia blach przed wyciąganiem w czasie montażu badanych anten arkusze blachy ułożono na pomoście drewnianym. W środku pomostu przewidziano pole pomiarowe o rozmiarach 885×1870 mm. W obrębie tego pola blachę rozpięto na specjalnej ramie, wykonanej z teownika, uzyskując w ten sposób bezpośredni dostęp do powierzchni ekranu.

W celu zapewnienia dobrego kontaktu elektrycznego poszczególne arkusze blachy starannie ze sobą zlutowano. Ponadto, arkusze blachy przykręcono wkrętami do pomostu drewnianego, aby nie narażać spoin na pracę mechaniczną.

Ekran ustawiono przy ścianie działowej, na wysokości 2 m nad podłogą. Minimalna odległość brzegów ekranu od ścian murowanych, w których przebiega instalacja elektryczna i wodociągowa, wynosiła więc 2 m. Nierówność powierzchni ekranu nie przekracza 1,5 mm. Ekran pozwala





Rys. 4. Zespół antenowy: a) przekrój, b) sposób zasilania, c) pętla pomiarowa, d) urządzenie do przesuwania pętli pomiarowej

więc na prowadzenie pomiarów w zakresie częstotliwości od 300 do 2000 MHz przy założeniu, że dopuszczalna nierównomierność powierzchni ekranu nie powinna być większa od $0,01 \lambda$.

Badana antena wraz z linią zasilającą tworzy zespół antenowy, przedstawiony na rys. 4a. Zespół antenowy składa się z pionowej rury mosiężnej 1 o średnicy wewnętrznej 70 mm, zakończonej w dolnej części zwieraczem koncentrycznym 3, w którym umieszczono pętle pobudzające 10 (rys. 4b). Wewnątrz rury 1 umieszczono drugą rurę mosiężną 2, która w swej górnej części, wystającej ponad ekran 4, stanowi antenę, a w pozostałej części jest przewodem wewnętrznym linii koncentrycznej, zasilającej antenę.

Rura 2 może się przesuwąć względem rury 1 i w ten sposób można zmieniać wysokość anteny. Przewidziano możliwość zmiany wysokości anteny skokowo w granicach od 0 do 500 mm, co 10 mm. Ponadto, jest możliwa również wymiana rury 2 i w ten sposób można zmieniać średnicę anteny.

Przygotowano rury wewnętrzne o średnicy 27, 38 i 42 mm. W górnej części rura 2 jest podparta izolatorem 5 wykonanym ze styropianu, którego względna przenikalność dielektryczna jest bliska jedności. Wzdłuż rury 2 wycięto szczelinę o szerokości 3 mm, pozwalającą na wprowadzenie pętli pomiarowej 6 (rys. 4c).

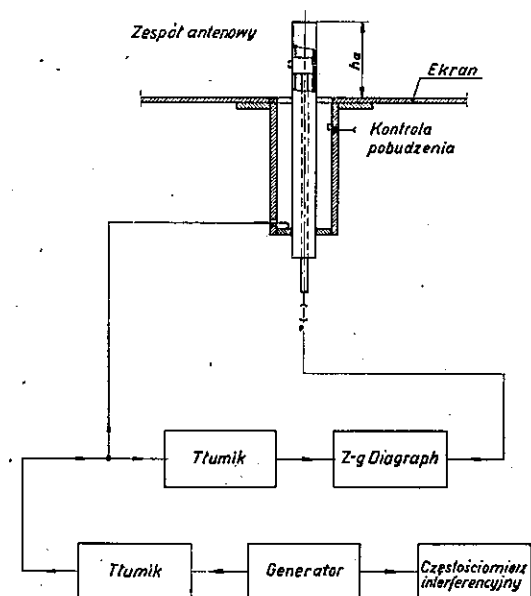
Do przesuwania pętli służy cięgło 7, które jednocześnie tworzy wraz z prętem 8 linię koncentryczną, odprowadzającą napięcie indukowane w pętli do odbiornika. Zwrócono wiele uwagi na staranne zaprojektowanie pętli pomiarowej. W drodze licznych eksperymentów ustalono podane wyżej rozwiązanie, zapewniające równoległe i równoodległe prowadzenie pętli wzdłuż anteny i linii koncentrycznej. Rozmiary pętli są kompromisowe pomiędzy zakłócaniem rozkładu pola a wielkością indukowanej SEM-nej.

Specjalne urządzenie, przedstawione na rys. 4d (na rys. 4a dla większej przejrzystości urządzenie to pominięto), służy do precyzyjnego przesuwania pętli pomiarowej. Urządzenie składa się z zębarki 11 i koła zębatego 12, pozwalających na przesuwanie pętli w granicach 140 mm z dokładnością $\pm 0,1$ mm, kontrolowaną za pomocą skali z noniusem 13, oraz urządzenia zapadkowego 14, pozwalającego na skokowe przesuwanie pętli o 100 mm z dokładnością $\pm 0,25$ mm.

W górnej części rury zewnętrznej, tuż pod izolatorem, umieszczono dodatkowy element sprzęgający w postaci pętli 9 lub sondy pojemnościowej, służącej do kontroli prądu lub napięcia zasilającego antenę.

Blokowy schemat układu do pomiaru rozkładu prądu oraz impedancji anteny odosobnionej podano na rys. 5. Napięcie z generatora poprzez tłumik jest doprowadzane z jednej strony do pętli pobudzających zespół an-

tenowy, a z drugiej poprzez drugi tłumik do wejścia porównawczego Z-g Diagraphu [15]. Wejście pomiarowe Z-g Diagraphu jest dołączone do pętli pomiarowej. W ten sposób, przesuwając pętlę wzdłuż anteny i linii, można mierzyć amplitudę i fazę napięcia indukowanego w pętli pomiarowej, a tym samym rozkład prądu w antenie i linii zasilającej [16].



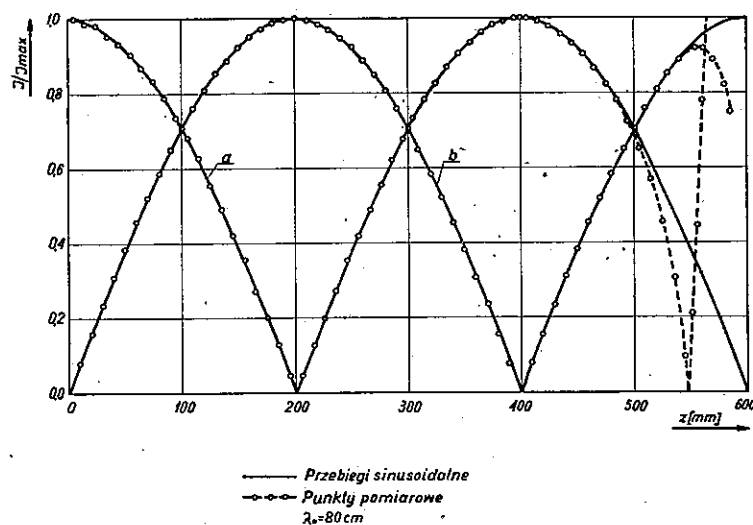
Rys. 5. Schemat układu do pomiaru rozkładu prądu i impedancji anteny odosobnionej

Z-g Diagraph spełnia również rolę wskaźnika napięcia, dostarczanego przez generator, którego częstotliwość jest kontrolowana za pomocą częstościomierza interferencyjnego, z dokładnością do 0,1%.

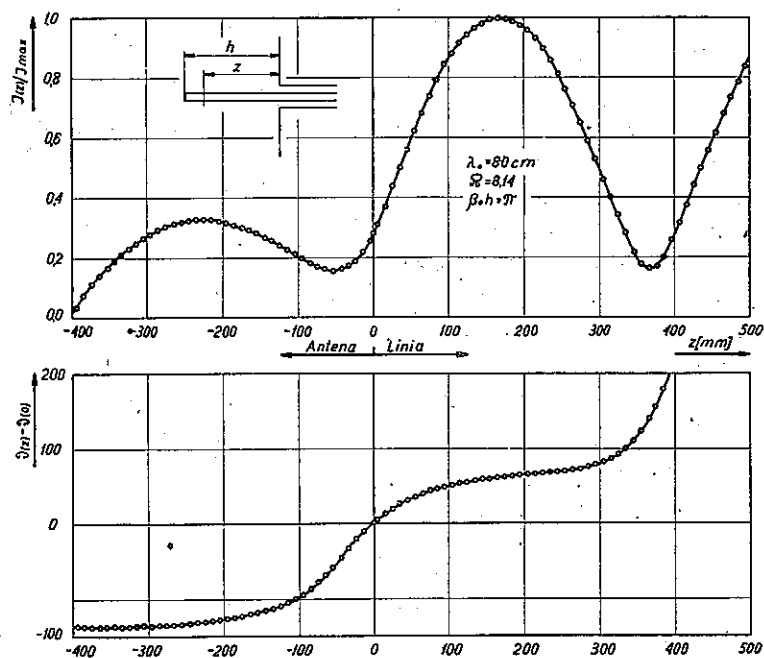
Wszystkie przyrządy pomiarowe są zasilane ze stabilizatora napięcia klasy 0,1%. W ten sposób unika się błędów, wynikających ze zmiany częstotliwości lub napięcia generatora. Pomiary rozpoczynano po godzinnym wygrzewaniu przyrządu, gdyż po tym okresie wygrzewania aparatury nie obserwowano już dostrzegalnych zmian częstotliwości i napięcia generatora w okresie czasu pół godziny, który w zupełności wystarczał do wykonania jednej serii pomiarów.

W celu zbadania jednorodności linii wykonano pomiary rozkładu prądu wzdłuż linii dla warunków zwarcia i rozwarcia.

Wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 6. Z rysunku wynika, że w zakresie długości od 0 do 500 mm wyniki pomiarów pokrywają się bardzo dobrze z przebiegami sinusoidalnymi. W zakresie od 500 mm do końca



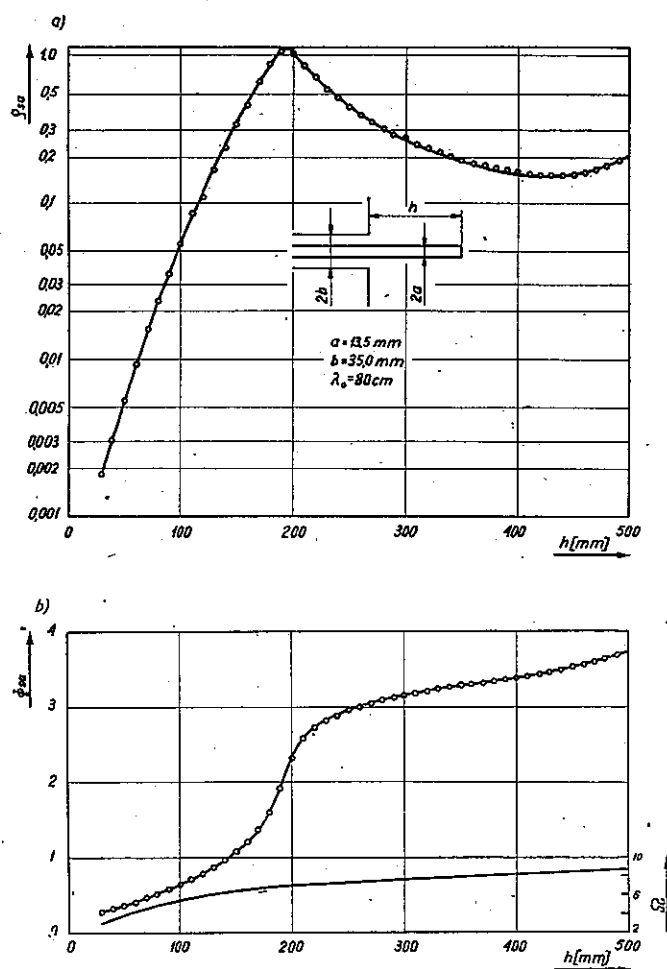
Rys. 6. Rozkład prądu w linii zwartej (a) i rozwartej (b)



Rys. 7. Rozkład prądu w antenie i linii zasilającej

linii występują znaczne rozbieżności, związane z obecnością w obszarze pobudzenia pól wyższych rodzajów. Ogranicza to zakres pomiarowy linii do 500 mm, a tym samym i dolną częstotliwość pomiarową do około 320 MHz.

Przykład zmierzonego rozkładu prądu wzdłuż anteny i linii zasilającej przedstawiono na rys. 7, a przykładowy przebieg funkcji tłumieniowej i fazowej obciążenia [17] na rys. 8. W celu zorientowania się w rozrzutach odczytów położenia pętli pomiarowej, przy pomiarze impedancji anteny, w tabl. 1 podano przykładowo jedną grupę wyników.



Rys. 8. Funkcja tłumieniowa (a) i fazowa (b) pozornej impedancji wejściowej anteny cylindrycznej

Tablica 1

Wyniki pomiarów rozkładu prądu w otoczeniu minimum

Względna wartość amplitudy prądu		0,505	0,600	0,700	0,800	0,900	1,000
Położenie pętli pomiarowej	I	579,2	563,6	555,5	548,7	542,5	536,2
	II		595,0	603,0	609,5	616,0	622,1
Suma			1158,6	1158,5	1158,2	1158,5	1158,4

Ze względu na symetrię krzywej rozkładu wartości podane w rubryce oznaczonej „suma” powinny być oczywiście jednakowe. Bezwzględna wartość rozrzutu nie jest istotna, ważny jest natomiast stosunek rozrzutu do szerokości mierzonej krzywej, np.: dla $\sqrt{2}$ -krotnego wzrostu amplitudy prądu. W podanym przykładzie ten względny rozrzut wynosi 0,5%. Podobną wartość uzyskiwano przy pomiarach anten o dużym tłumieniu, a więc przy dużej szerokości krzywej rozkładu. Względny rozrzut, zdefiniowany wyżej, jest miarą dokładności pomiarów, ze względu na czułość i dokładność działania użytej aparatury, a więc miarą błędów przypadkowych.

W celu oceny powtarzalności pomiarów przeprowadzono kilkakrotny pomiar tej samej anteny, uzyskując rozrzuty odczytów w granicach $\pm 0,2$ mm. Obliczone na tej podstawie impedancje (patrz dodatek) podano w tabl. 2.

Tablica 2

Wyniki pomiarów na linii szczelinowej

Lp.	MIN	WFS	FI	RO	R	X	Z	TETA
1	.5042	4.379	.1914	.2324	96.81	-75.06	122.5	-37.79
2	.5032	4.389	.1912	.2319	96.94	-75.24	122.7	-37.82
3	.5040	4.385	.1906	.2321	97.14	-75.13	122.8	-37.72
4	.5059	7.381	.1914	.2323	96.81	-75.09	122.5	-37.80
5	.5020	4.385	.1916	.2321	96.76	-75.20	122.5	-37.85
6	.5050	4.380	.1914	.2324	96.81	-75.07	122.5	-37.79
7	.5034	7.379	.1914	.2325	96.80	-75.04	122.5	-37.78
8	.5042	4.379	.1895	.2324	97.57	-74.93	123.0	-37.52
9	.5042	4.379	.1924	.2324	96.42	-75.12	122.2	-37.92
10	.5024	4.395	.1912	.2316	96.97	-75.38	122.8	-37.86

Z podanych wartości wynika, że rozrzut wartości impedancji nie jest większy niż $\pm 0,3\%$ dla modułu i $\pm 0,2\%$ dla fazy. Podobne pomiary i obliczenia dla anten o innych długościach oraz średnicach, a także wykonane przy różnych częstotliwościach, dały wyniki pokrywające się.

Oprócz omówionych wyżej błędów przypadkowych należy uwzględnić wpływ czynników powodujących występowanie błędów systematycznych. Do najważniejszych należy zaliczyć:

a) skończone rozmiary ekranu, których wpływ został przedyskutowany w rozdz. 2,

b) niedokładność określenia impedancji charakterystycznej linii zasilającej, w szczególności wskutek wystąpienia odkształceń po frezowaniu szczeliny.

Zmiana średnicy rury wewnętrznej o 0,2 mm powoduje zmianę impedancji charakterystycznej linii o 0,8% dla średnicy 27 mm i 1,2% dla średnicy 42 mm;

c) wpływ otoczenia, związany ze skończonymi odległościami anteny od otaczających przedmiotów, w szczególności od instalacji elektrycznej i wodociągowej, umieszczonych w ścianach pomieszczenia. Wpływ ten trudno określić. W celu zorientowania się w rzędzie wielkości przeprowadzono szereg prób, umieszczając pomiędzy brzegiem ekranu a ścianą różne metalowe przedmioty i mierząc impedancję anteny. Nie stwierdzono zmian mierzonej impedancji przekraczających 1%.

Inna metoda oceny dokładności pomiarów polega na ich porównaniu z wynikami, uzyskanymi przez innych badaczy. Zagadnienie to będzie omówione w rozdz. 4.

Reasumując powyższe rozważania należy oszacować dokładność pomiaru impedancji anteny odosobnionej na około $\pm 2\%$.

4. WYNIKI POMIARÓW ROZKŁADU PRĄDU ORAZ IMPEDANCJI WEJŚCIOWEJ ANTENY ODOSONBIONEJ

Pomiary rozkładu prądu i impedancji wejściowej anteny odosobnionej wykonano przy częstotliwości 375 MHz, w funkcji długości anteny i przy stałym stosunku promienia anteny do długości fali. Pomiary rozkładu prądu wykonano dla anten półfalowych, o stosunku promienia do długości fali równym 0,0169, 0,0238 i 0,0262. W wyniku pomiarów używano znormalizowany rozkład prądu, określony równaniem:

$$I^*(z) = \frac{|I(z)|}{I_{\max}} e^{j[\vartheta(z) - \vartheta(0)]}, \quad (1)$$

gdzie: I_{\max} jest maksymalną wartością prądu w antenie, a $\vartheta(0)$ fazą prądu w punkcie zasilania ($z = 0$).

Prąd w punkcie zasilania określony jest zależnością

$$I(0) = V_0 Y_{sa} \quad (2)$$

gdzie — Y_{sa} jest admitancją wejściową anteny, którą można wyznaczyć z rozkładu prądu w linii zasilającej. Wyznaczając z (1) $I(z)$ dostajemy:

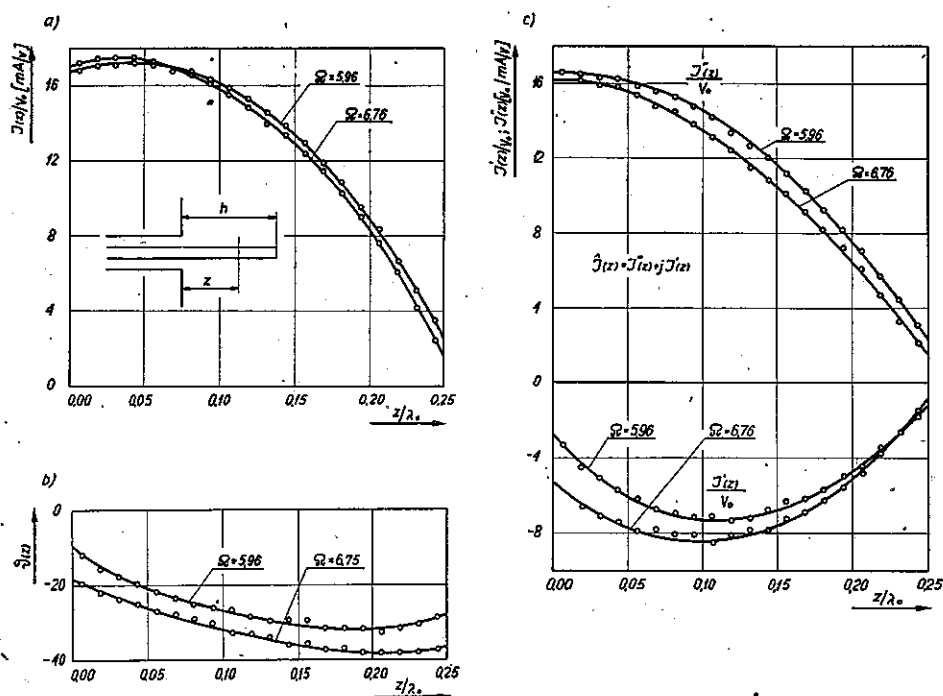
$$I(z) = I^*(z) I_{max} e^{j\theta(z)} \quad (3)$$

Dla $z = 0$ (3) przyjmuje postać:

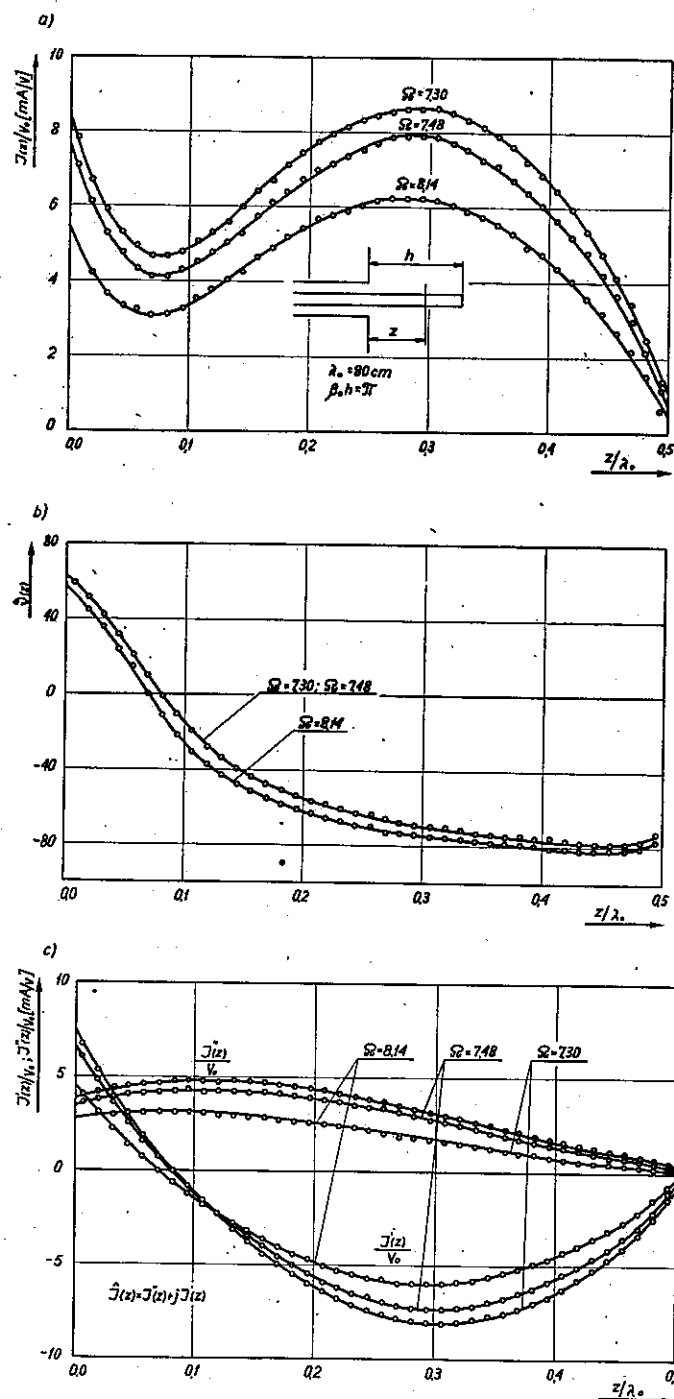
$$I(0) = I^*(0) I_{max} e^{j\theta(0)} \quad (4)$$

Porównując (2) i (4) wyznaczamy $I_{max} e^{j\theta(0)}$ i wstawiając tę wielkość do (3) dostajemy równanie na rzeczywisty rozkład prądu w antenie:

$$\frac{I(z)}{V_0} = \frac{Y_{sa}}{I^*(0)} I^*(z) \quad (5)$$



Rys. 9. Rozkład prądu w antenie cylindrycznej o długości elektrycznej $\beta_0 h = \pi/2$:
a) moduł prądu, b) faza prądu, c) składowe prądu w kwadraturze i w fazie względem napięcia zasilania



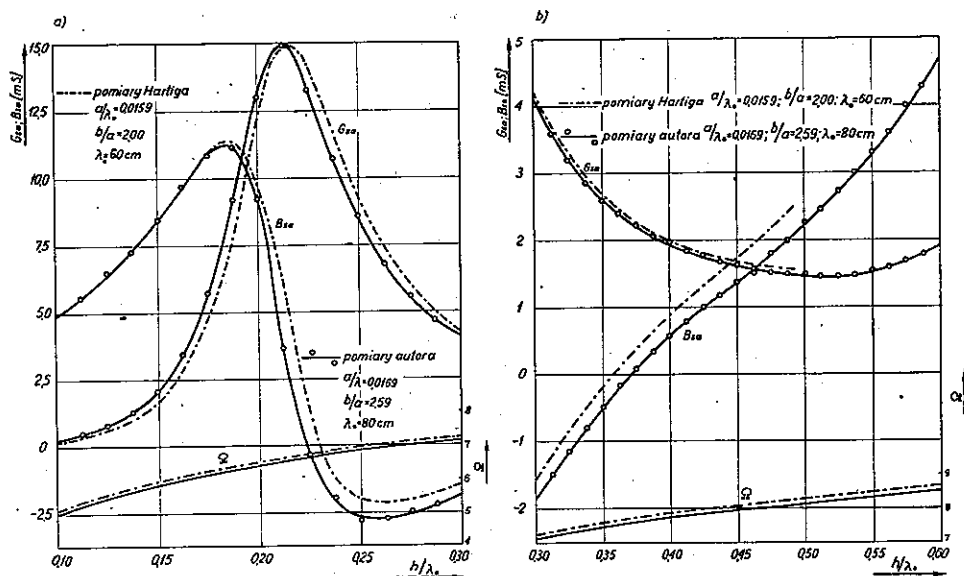
Rys. 10. Rozkład prądu w antenie cylindrycznej o długości elektrycznej $\beta_0 h = \pi$:
a) moduł prądu, b) faza prądu, c) składowe prądu w kwadraturze i w fazie względem napięcia zasilania

Prąd w każdym punkcie anteny jest wielkością zespoloną, można więc go rozłożyć na dwie składowe: w fazie w stosunku do napięcia pobudzającego i przesuniętą o 90° .

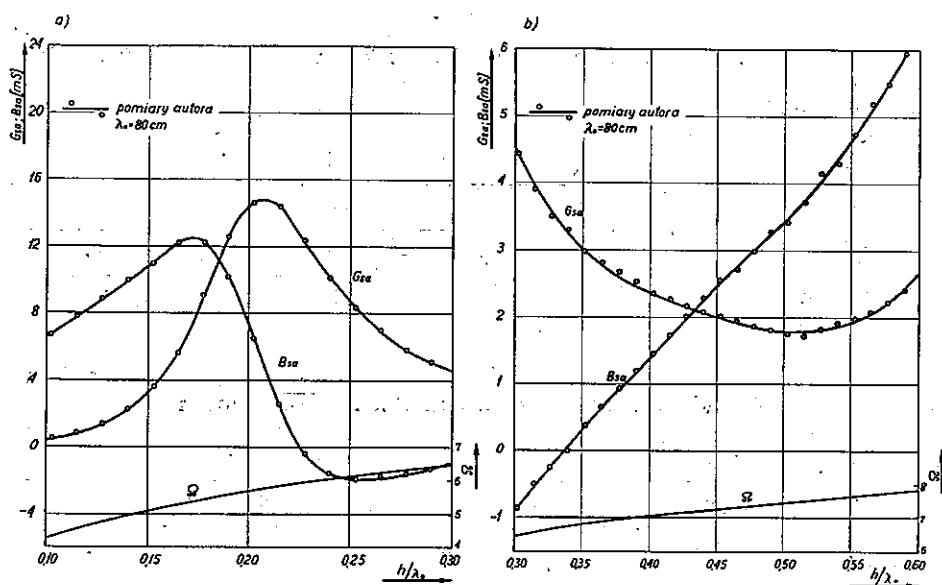
$$I(z) = I''(z) + jI'(z) \quad (6)$$

Wyniki pomiarów rozkładu prądu w antenie, opracowane w oparciu o (5) i (6), przedstawiono na rys. 9 dla anten półfalowych i na rys. 10 dla anten całofalowych. Na rys. 9 nie podano rozkładu prądu dla anteny nr 2, o stosunku promieniowania do długości fali równym 0,0238, bowiem różni się on znikomą małą od rozkładu zmierzonego w antenie nr 3 ($a/\lambda_0 = 0,0262$). We wszystkich przypadkach zmierzona wartość prądu na końcu anteny jest różna od 0. Jest to związane z jednej strony z obecnością prądu wzdłuż denka anteny oraz faktem, że pętla w rzeczywistości mierzy rozkład pola magnetycznego, które wcale nie znika na końcu anteny.

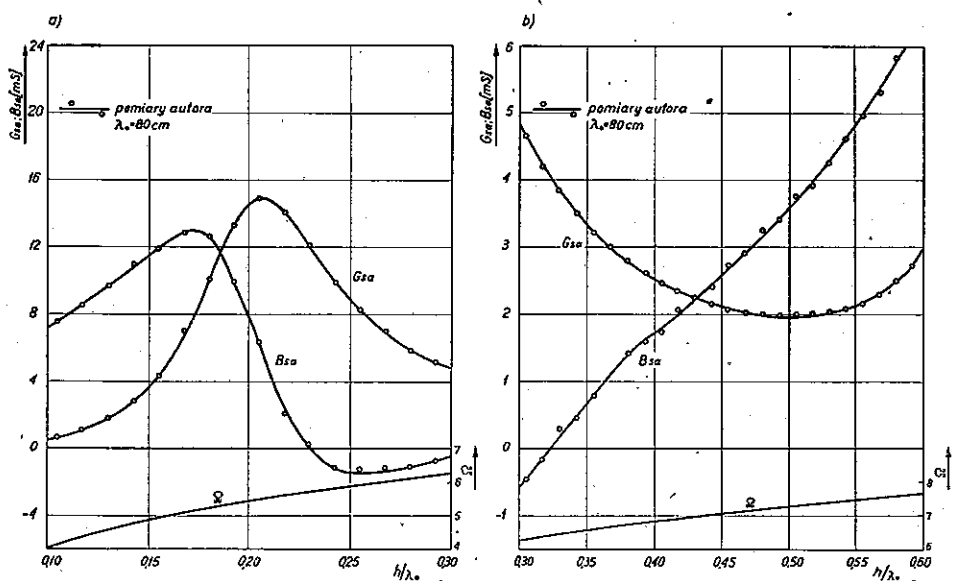
Wyniki pomiarów impedancji wejściowej anten podano na rys. 11, 12 i 13. Przy obliczeniach nie uwzględniono wpływu nieciągłości w punkcie zasilania anteny. Wartość pojemności korekcyjnej oraz odpowiadającej jej przewodności przy częstotliwości 375 MHz, określona na podstawie [18], podano w tabl. 3.



Rys. 11. Admitancja wejściowa anteny cylindrycznej (pomiar autorstwa i pomiar Hartiga): a) admitancja wejściowa anteny cylindrycznej w otoczeniu rezonansu, b) admitancja wejściowa anteny cylindrycznej w otoczeniu antyrezonansu



Rys. 12. Admitancja wejściowa anteny cylindrycznej ($a/\lambda_0 = 0,0238$): a) admitancja wejściowa anteny cylindrycznej w otoczeniu rezonansu, b) admitancja wejściowa anteny cylindrycznej w otoczeniu antyrezonansu



Rys. 13. Admitancja wejściowa anteny cylindrycznej ($a/\lambda_0 = 0,0262$): a) admitancja wejściowa anteny cylindrycznej w otoczeniu rezonansu, b) admitancja wejściowa anteny cylindrycznej w otoczeniu antyrezonansu

Tablica 3

Wartości pojemności korekcyjnej

Nr anteny	1	2	3
a/λ_0	0,0169	0,0238	0,0262
b/a	2,59	1,84	1,67
C_T [pF]	-0,485	-0,384	-0,332
B_T [mS]	-1,14	-0,90	-0,78

Tablica 4

Krytyczne wartości impedancji anten cylindrycznych

Nr anteny		1	2	3
$G_0 \max$ [mS]		30,0	30,2	29,8
G_{rez} [mS]	skomp.	25,6	24,4	22,5
	nieskomp.	27,2	25,4	23,7
R_{rez} [Ω]	skomp.	39,1	41,0	44,5
	nieskomp.	36,8	39,4	42,2
$\beta_0 h_{rez}$	skomp.	1,42	1,43	1,47
	nieskomp.	1,40	1,42	1,45
R_{max} [Ω]	skomp.	208	157	138
	nieskomp.	240	170	148
$\beta_0 h_{max}$	skomp.	2,18	2,00	1,92
	nieskomp.	2,33	2,13	2,02

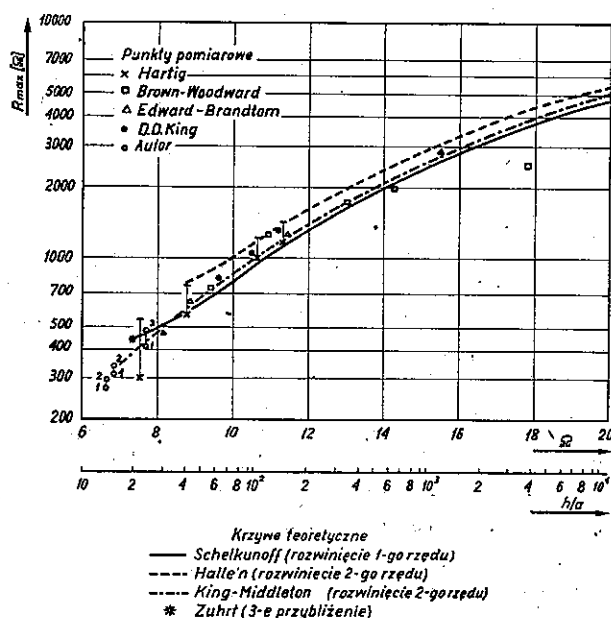
Krytyczne wartości zmierzonych impedancji i admitancji, z uwzględnieniem pojemności korekcyjnej, podano w tabl. 4.

Należy podkreślić, że wpływ nieciągłości w punkcie zasilania anteny odbija się tylko na susceptancji. Wartość konduktancji jest mierzona poprawnie, niezależnie od stosunku promienia przewodu zewnętrznego linii zasilającej antenę do promienia anteny. W związku z tym, wszelkie porównania najkorzystniej jest wykonywać dla admitancji.

Warunki, w jakich wykonywano pomiary anteny nr 1, były zbliżone do warunków, w jakich Hartig [8] mierzył antenę „grubą”. Stosunek promienia anteny do długości fali u Hartiga wynosił 0,0159, wobec 0,0169 dla anteny nr 1, a stosunek promienia przewodu zewnętrznego linii zasilającej do promienia anteny wynosił u Hartiga 2,00 wobec 2,59 dla anteny

ny nr 1. Należy więc spodziewać się dobrej zgodności wartości konduktancji wejściowej anteny nr 1 i anteny „grubej” Hartiga. Wartość susceptancji anteny nr 1 powinna leżeć nieco poniżej krzywej wyznaczonej przez Hartiga. Na rys. 11a dokonano porównania wyników przeprowadzonych pomiarów z wynikami Hartiga dla długości elektrycznych anteny w pobliżu rezonansu, a na rys. 11b w pobliżu antyrezonansu. Zgodnie z przewidywaniami niezgodność wartości konduktancji nie przekracza 2%, a susceptancja jest równomiernie przesunięta w dół o około 0,4 mS. Zgodność przeprowadzonych pomiarów z pomiarami Hartiga świadczy o poprawności użytego układu pomiarowego.

Na rysunku 14 dokonano porównania maksymalnej wartości rezystancji anteny cylindrycznej, określonej na podstawie różnych teorii oraz wyników pomiarów wykonanych przez różnych badaczy. Pomiary Hartiga,

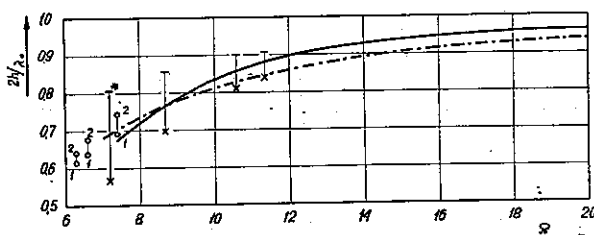


Rys. 14. Maksymalna rezystancja anteny cylindrycznej

obejmujące różne stosunki promienia przewodu zewnętrznego linii zasilającej do promienia anteny, podano w postaci odcinka linii prostej, zakończonych krzyżykiem, który oznacza wartość ekstrapolowaną dla $b/a = 1$. Pomiary przeprowadzone przez autora oznaczono cyfrą 1 dla wartości skompensowanych względem C_T i cyfrą 2 dla wartości nieskompensowanych. Określone przez Hartiga wartości ekstrapolowane pokrywają się bardzo dobrze z wynikami rozwinięcia drugiego rzędu Kinga-Middletona [19] dla wartości $\Omega > 10$. Dla mniejszych Ω występują coraz więk-

sze rozbieżności. Wartości rezystancji określone na podstawie wykonanych pomiarów bez uwzględnienia pojemności korekcyjnej C_T leżą w obszarze objętym przez wyniki *Hartiga*. Wartości skompensowane leżą nieco wyżej, co może wynikać bądź z niedokładności wyznaczenia pojemności korekcyjnej C_T , bądź z błędu ekstrapolacji u *Hartiga*.

W podobny sposób na rys. 15 porównano długość elektryczną anteny przy antyrezonansie. I tu, podobnie jak poprzednio, teoria *Kinga-Middletona* wykazuje dobrą zgodność z doświadczeniem dla $\Omega > 10$. Wartości



Rys. 15. Długość anteny cylindrycznej przy antyrezonansie (oznaczenia jak na rys. 14)

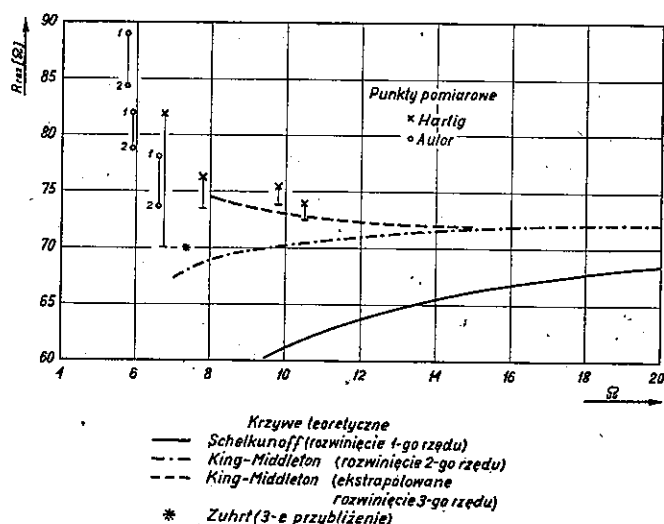
skompensowane względem C_T określone na podstawie dokonanych pomiarów leżą bliżej krzywej teoretycznej, niż ekstrapolowane pomiary *Hartiga*. Wartości nieskompensowane mieszczą się w obszarze pomiarów *Hartiga*.

Zgodność teorii *Kinga-Middletona* jak i teorii *Schelkunoffa* [20] dla maksymalnej rezystancji anteny i długości elektrycznej anteny przy antyrezonansie jest względnie dobra, przy czym dla $\Omega > 10$ teoria *Schelkunoffa* daje w sposób systematyczny mniejsze wartości maksymalnej rezystancji i większe długości antyrezonansowe. Teoria *Zuhrta* [21] pokrywa się z teorią *Schelkunoffa* dla maksymalnej rezystancji, natomiast znacznie odbiega od obu teorii, a także od wyników eksperymentu, dla długości antyrezonansowej.

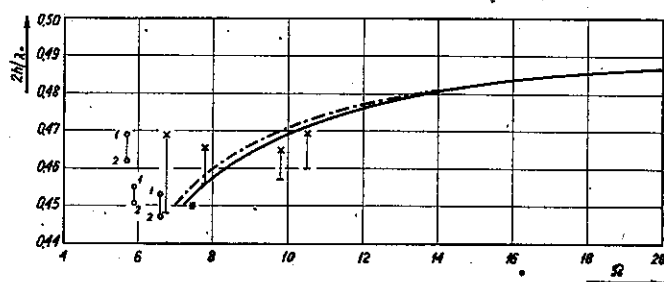
Rezystancję i długość elektryczną anteny przy rezonansie przedstawiono odpowiednio na rys. 16 i 17. Rezystancja wejściowa anteny przy rezonansie, określona według rozwinięcia drugiego rzędu *Kinga-Middletona*, daje znaczne różnice w stosunku do wyników doświadczeń już dla $\Omega = 10$. Nawet nachylenie krzywej jest niewłaściwe. Dopiero rozwinięcie trzeciego rzędu daje właściwe nachylenie krzywej oraz dobrą zgodność z doświadczeniem.

Teoria *Schelkunoffa* daje wartości znacznie mniejsze od teorii *Kinga-Middletona* i tym bardziej odbiegające od wyników eksperymentów. Wyznaczone przez autora skompensowane wartości rezystancji leżą poniżej wartości ekstrapolowanych przez *Hartiga*, natomiast wartości nieskompensowane mieszczą się w obszarze wartości *Hartiga*. Podobne uwagi doty-

czą długości anteny przy rezonansie. Krzywe teoretyczne dla $\Omega < 10$ nie wykazują korelacji z wynikami pomiarów, chociaż wzajemnie zgadzają się bardzo dobrze. Brak danych dla rozwinięcia trzeciego rzędu Kinga-



Rys. 16. Rezystancja rezonansowa anteny cylindrycznej

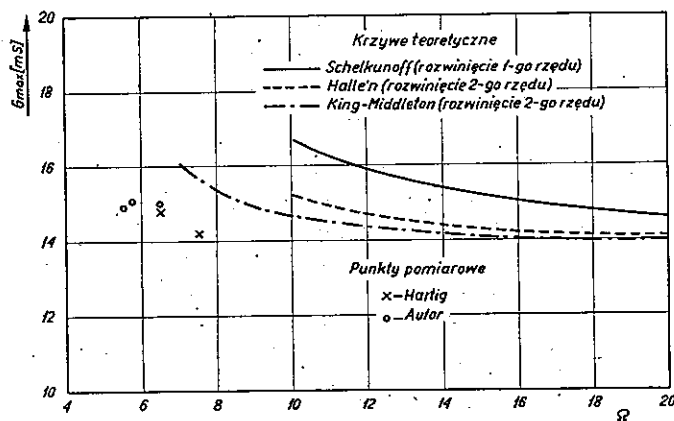


Rys. 17. Długość anteny cylindrycznej przy rezonansie (oznaczenia jak na rys. 16)

-Middletona nie pozwala sprawdzić, czy dalsze rozwijanie teorii prowadzi do właściwych długości rezonansowych anteny. W tym przypadku obserwuje się też największe rozbieżności pomiędzy pomiarami dokonanymi przez autora i pomiarami Hartiga.

Wreszcie na rys. 18 przedstawiono maksymalną konduktancję wejściową anteny. Rozbieżności pomiędzy teorią i eksperymentem są tu bardzo duże, przy czym najbliższa do wyników eksperymentu jest teoria Kinga-Middletona, ale i ona dla bardzo małych Ω daje znaczne błędy, a prawdopodobnie także złe nachylenie krzywej. Świadczą o tym pomiary przeprowadzone przez autora.

Z przeprowadzonego porównania wynika, że w chwili obecnej brak jest teorii anten o małej smukłości, wykazującej dużą zgodność z wynikami doświadczeń. Osobną sprawą są duże trudności napotymane przy



Rys. 18. Maksymalna konduktancja anteny cylindrycznej

eksperymentalnym określaniu impedancji anteny odpowiadającej modelowi matematycznemu [22]. Wpływ bowiem nieciągłości w punkcie zasilania anteny, przy małych Ω , jest tak duży, że stawia pod znakiem zapytania celowość porównywania uzyskanych w ten sposób danych pomiarowych z teorią. Przez „odpowiedni” dobór pojemności korekcyjnej można bowiem uzyskać potwierdzenie nawet błędnej teorii. Z drugiej strony, w układach praktycznych nieciągłość w punkcie zasilania anteny zawsze występuje i to z kolei podważa celowość stosowania opisanego poprzednio modelu matematycznego anteny. Pozostaje więc jedynie eksperymentalne określanie parametrów anteny w warunkach możliwie zbliżonych do warunków rzeczywistych. Przy zmianach sposobu zasilania należy się liczyć ze znacznymi zmianami susceptancji wejściowej anteny. Dlatego też za wiarygodną należy przyjmować jedynie konduktancję wejściową. Na szczęście, przez odpowiednią konfigurację obszaru zasilania można w szerokim zakresie wpływać na susceptancję wejściową, sprowadzając ją do pożądanej wartości.

Autor czuje się w obowiązku podziękować mgr inż. Stanisławowi Siczkowski, kierownikowi Zakładu Anten w Instytucie Łączności, za wiele cennych uwag i daleko idącą pomoc przy wykonywaniu tej pracy.

WYKAZ LITERATURY

1. *Brown G. H., Woodward O. M.*: Experimentally determined impedance characteristic of cylindrical antennas. *Proc. I.R.E.* 1945, 33, str. 257.
2. *Wilson D. G.*: The measurement of antenna impedance, using a receiving antenna. *Cruft Laboratory Technical Report*, 1947, nr 43.
3. *Conley P.*: Antennas and open-wire lines — III — Image-line measurements. *J. Appl. Phys.*, 1949, 20, str. 1022.
4. *Tomiyasu K.*: Problems of measurements on two-wire lines with application to antenna impedances. *Cruft Laboratory Technical Report*, 1948, nr 48.
5. *Tomiyasu K.*: Antennas and open-wire lines — Part II; Measurements on two-wire lines. *J. Appl. Phys.*, 1949, 20, str. 892.
6. *King D. D.*: Impedance measurements on transmission lines. *Proc. I.R.E.*, 1947, 35, str. 509.
7. *King D. D.*: The measured impedance of cylindrical dipoles. *J. Appl. Phys.*, 1946, 17, str. 844.
8. *Hartig E. O.*: Circular apertures and their effects on half-dipole impedances. *Doctoral dissertation, Harvard University* 1950.
9. *Morita T., Hartig E. O., King R.*: The measurement of antenna impedance using a receiving antenna. *Proc. I.R.E.*, 1951, 39, str. 1458.
10. *Morita T.*: Current distributions on transmitting and receiving antennas. *Proc. I.R.E.*, 1950, 38, str. 898.
11. *Bem D. J.*: Rozkład prądów w antenach liniowych. *Praca doktorska, Politechnika Wrocławska* 1965.
12. *Storer J. E.*: Impedance of an antenna over large circular screen. *J. Appl. Phys.*, 1951, 22, str. 1058.
13. *Meier A. S., Summers W. P.*: Measured impedance of vertical antennas over finite ground planes. *Proc. I.R.E.*, 1949, 37, str. 609.
14. *Bem D. J.*: Modelowanie elementów antenowych. *Zesz. Nauk. Politechniki Wrocławskiej, Łączność* (w druku).
15. *Eichacker R.*: Der Z-g Diagram, *Rohde u. Schwarz Mitteilungen*, 1952, nr 2, str. 75.
16. *Bem D. J.*: Pomiar rozkładu prądu i ładunku w antenach za pomocą Z-g Diagramu. *Zesz. Nauk. Politechniki Wrocławskiej, Łączność* V, 1963, nr 61.
17. *King R. W. P.*: *Transmission-line theory*. *Mc Graw-Hill Book Company*, New York 1953.
18. *King R. W. P.*: End-correction for coaxial line driving an antenna over a ground screen. *Trans. I.R.E. AP-3*, 1955, str. 66.
19. *King R. W. P.*: *The theory of linear antennas*. *Harvard University Press*, Cambridge — Massachusetts 1956.
20. *Schelkunoff S. A.*: *Advanced antenna theory*. *Wiley*, New York 1952.
21. *Zuhrt H.*: Eine strenge Berechnung der Dipol-antennen mit Rohrformigen Querschnitt. *Frequenz* 4, 1950, str. 135.
22. *Krewsky S.*: A note concerning the precise measurements of dipole antenna impedance. *Trans. I.R.E. AP-8*, 1960, nr 3, str. 343.

DODATEK

ALTERNATYWNA METODA WYZNACZENIA ZESPOLONEJ FUNKCJI OBCIĄŻENIA

Opisana w [17] metoda wyznaczenia zespolonej funkcji fazowej i tłumieniowej obciążenia jest prosta z teoretycznego punktu widzenia. W praktyce, gdy chodzi o uzyskanie dużej dokładności pomiaru, występują jednak pewne trudności, np. przy pomiarze dużych WFS. Jeśli bowiem stosuje się przyrząd jednozakresowy, to pomiar minimum napięcia lub prądu jest obarczony dużym błędem. Oczywiście, błąd ten wchodzi do wartości WFS. Jeśli stosuje się metodę pomiaru szerokości krzywej rozkładu i w celu podwyższenia dokładności mierzy się szerokość krzywej na kilku poziomach, to i tak wynik jest zależny od dokładności pomiaru minimum, którego wartość wchodzi do każdego obliczenia. W celu uniknięcia tych trudności opracowano następującą metodę pomiaru zespolonej funkcji obciążenia.

W okolicy minimum wyznacza się kilka punktów (w_1, w_2, \dots), w których określa się amplitudę prądu (f_1, f_2, \dots). Rozkład prądu wzdłuż linii określony jest równaniem:

$$I^2(w) \sim \sin^2(\alpha w + \varphi_{sa}) + \sin^2(\beta w + \Phi_{sa}) \quad (1)$$

Jeśli tłumienie linii αw jest małe w stosunku do φ_{sa} , to może być pominięte i funkcja rozkładu jest dana przez:

$$f^2(w) = A + B \sin^2 \beta(w - w_0) \quad (2)$$

gdzie — A i B są pewnymi stałymi, a w_0 jest położeniem, odpowiadającym minimum prądu

$$\beta w_0 = n\pi - \Phi_{sa} \quad (3)$$

Szukamy teraz funkcji typu (2), która przechodziłaby pomiędzy punktami pomiarowymi na zasadzie najmniejszych kwadratów.

Oznaczamy przez σ średni błąd aproksymacji, więc:

$$\sigma = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [f_i^2 - A - B \sin^2 \beta(w_i - w_0)]^2, \quad (4)$$

gdzie N jest liczbą pomiarów.

Jeśli wartości $f_1, f_2 \dots f_N$ wybrano tak, aby były parami jednakowe ($f_1 = f_N; f_2 = f_{N-1}; \dots$), to wyznaczenie w_0 sprowadza się do obliczenia średniej arytmetycznej:

$$w_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N w_i \quad (5)$$

Po wyznaczeniu w_0 wielkość $\sin^2 \beta (w_i - w_0)$ jest stałym współczynnikiem s_i . Obliczając sumę w (4) dostajemy:

$$\sigma = \frac{1}{N} \left\{ \sum_{i=1}^N f_i^4 + NA^2 + B^2 \sum_{i=1}^N s_i^2 - 2A \sum_{i=1}^N f_i^2 - \right. \\ \left. - 2B \sum_{i=1}^N f_i^2 s_i + 2AB \sum_{i=1}^N s_i \right\} \quad (6)$$

Żądamy teraz, aby średni błąd aproksymacji był minimalny. Sprowadza się to do spełnienia warunku

$$\frac{\partial \sigma}{\partial A} = \frac{\partial \sigma}{\partial B} = 0, \quad (7)$$

z którego można wyznaczyć obie stałe:

$$A = \frac{\sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^N f_k^2 s_i (s_i - s_k)}{\sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^N (s_k^2 - s_i s_k)}, \quad (8)$$

$$B = \frac{\sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^N f_k^2 (s_k - s_i)}{\sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^N (s_k^2 - s_i s_k)}$$

Znając stałe A i B znajdujemy łatwo WFS, jako:

$$S = \sqrt{1 + \frac{B}{A}} \quad (9)$$

a następnie funkcję tłumieniową obciążenia według [17].

Zgodnie z (1) wartość prądu w minimum jest określona przez q_{sa} . Przy małych q_{sa} amplituda prądu szybko wzrasta i główną rolę zaczyna odgrywać czynnik sinusoidalny, nie dający żadnej informacji o mierzonej impedancji. W związku z tym, położenie punktów pomiarowych należy tak wybierać, aby maksymalna wartość prądu nie przewyższała więcej niż dwukrotnie wartości prądu w minimum. Opisaną metodą jest bardzo pra-

cochłonna przy zastosowaniu konwencjonalnych metod liczenia. Przy zastosowaniu natomiast maszyny cyfrowej czas obliczenia jednej wartości impedancji przy $N = 11$ nie przekracza kilku sekund. Bardzo dobre wyniki uzyskuje się zarówno dla dużych, jak i dla małych wartości Q_{sa} .

Д. Ю. Бэм

ИЗМЕРЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКА И ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ АНТЕНН

Резюме

В работе проанализированы методы измерения распределения тока и входного импеданса цилиндрической антенны. Описан оригинальный измерительный состав и приведены результаты измерений для трех антенн различных тонкостей. Полученные результаты сравнены с теориями Галлена, Кинга-Миддлетона и Шелькунова, а также с результатами экспериментов Гартига. Доказан недостаток теории, дающей большое соответствие с опытом по антеннам малой тонкости. Доказано тоже большое влияние неоднородности в точке питания на значение входного импеданса антенны.

D. J. Bem

THE MEASUREMENTS OF CURRENT DISTRIBUTION AND INPUT IMPEDANCE OF A CYLINDRICAL AERIAL

Summary

Methods of measurement of input impedance and current distribution on a cylindrical aerial are discussed.

An original measuring set has been described and results of measurements the aeriels with three values of the diameter to wavelength ratio presented. The results have been compared with the Hallén, the King-Middleton and the Schelkunoff theories, as well as with the Hartig experimental results.

A great effect of the discontinuity in a feeding point of the aerial on its input impedance has been presented.

D. J. Bem

LES MESURES DE LA DISTRIBUTION DU COURANT ET DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE DE L'ANTENNE CYLINDRIQUE

Résumé

Dans l'article on a traité les mesures de la répartition du courant et de l'impédance d'entrée de l'antenne cylindrique. On a décrit un ensemble de mesure originel et on a présenté les résultats des mesures de trois antennes de diverse sveltesse.

Les résultats obtenues sont comparés avec les théories de Hallène, de King-Middleton et celle de Schelkunoff, ainsi qu'avec les résultats des expériences de Hartig.

On a démontré le manque d'une théorie, présentant une conformité élevée avec l'expérience concernant les antennes à sveltesse limitée.

On a mis en évidence que la discontinuité au point d'alimentation présente une influence importante sur la valeur d'entrée de l'antenne.

D. J. Bem

MESSUNG DER STROMVERTEILUNG UND DER EINGANGSIMPEDANZ DER ZYLINDRISCHEN ANTENNE

Zusammenfassung

In der Arbeit werden die Methoden der Messung der Stromverteilung und der Eingangsimpedanz der zylindrischen Antenne besprochen. Ein Originalmesssatz wird beschrieben und die Messergebnisse für drei Antennen verschiedener Schlankheit werden gegeben. Die erhaltenen Ergebnisse hat man mit den Theorien von Hallen, King-Middleton und Schelkunoff sowie mit den Resultaten der Experimente von Hartig verglichen. Man hat den Mangel an einer Theorie, welche eine gute Übereinstimmung mit dem Experiment für die Antennen kleiner Schlankheit nachwies, festgestellt. Man hat auch auf den grossen Einfluss der Unstetigkeit im Speisepunkt auf den Wert der Eingangsimpedanz der Antenne hingewiesen.

MIECZYŚLAW LUBAŃSKI

ZENON ZAKRZEWSKI

621.372.512 : 621.315.212

WPŁYW PRZEMIESZCZENIA PRZEWODU WEWNĘTRZNEGO WE WSPÓŁOSIOWYM SPRZĘGACZU KIERUNKOWYM NA WARTOŚĆ PARAMETRU SPRZĘŻENIA

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 28. IV. 1967 r.

Przeprowadzono analizę wpływu niewielkiego i równoległego przemieszczenia przewodu wewnętrznego linii współosiowej na wartości parametru sprzężenia w sprzęgaczu kierunkowym, w którym długość pętli jest mała w stosunku do długości fali. Wyniki analizy są przydatne do ustalenia tolerancji wykonania sprzęgacza, w zależności od wymaganej dokładności pożądanego sprzężenia, albo do oceny wartości dokładności pomiaru.

1. WSTĘP

Jednym z ważnych zastosowań sprzęgaczy kierunkowych jest pomiar mocy doprowadzonej do obciążenia linii przesyłowej. Jeżeli kierunkowość sprzęgaczy jest dostatecznie duża, to znajomość sprzężenia wystarcza do wyznaczenia bezwzględnej wartości mierzonej mocy. Bardzo często nie ma jednak możliwości pomiaru parametrów sprzęgacza po umieszczeniu go w badanej linii przesyłowej. Niedokładności więc montażu mogą spowodować, że parametry sprzęgacza w trakcie pracy różnią się od pomierzonych uprzednio. W przypadku sprzęgacza współosiowego najgroźniejszym błędem montażu jest niewspółosiowe usytuowanie przewodu wewnętrznego linii.

Celem niniejszej pracy jest analiza wpływu przemieszczenia przewodu wewnętrznego linii współosiowej, w której umieszczono sprzęgacz pętlowy, na wartość sprzężenia C . Dotyczy ona przy tym przypadku dużego sprzężenia, gdy długość pętli sprzęgającej jest mała w stosunku do długości fali, a zanurzenie pętli małe w porównaniu ze średnicą przewodu zewnętrznego linii. Metoda analizy własności takiego sprzęgacza została opisana w [1]. Rozważania zostały przy tym ograniczone do przypadku

równoległych przemieszczeń wewnętrznego przewodu, niewielkich w porównaniu ze średnicą przewodu zewnętrznego linii. Pierwszy z podanych wyżej warunków jest uzasadniony tym, że na ogół długość pętli sprzęgającej jest mała (w stosunku do długości odcinka linii, który konstrukcyjnie stanowi sprzęgacz) i przemieszczenie w obszarze pętli można uważać za stałe, nawet przy ukośnym ustawieniu całego odcinka wewnętrznego przewodu. Drugi warunek może być łatwo spełniony w praktyce.

Wyniki przeprowadzonej analizy mogą stanowić podstawę ustalenia tolerancji montażu, w zależności od wymaganej dokładności określenia sprzężenia C lub też podstawę oceny błędu pomiaru.

2. SPRZĘGACZ KIERUNKOWY O DUŻYM SPRZĘŻENIU

W sprzęgaczu pętlowym umieszczonym w linii współosiowej, w którym długość pętli jest mała w porównaniu z długością fali oraz zanurzenie pętli jest małe w porównaniu ze średnicą przewodu zewnętrznego, sprzężenie C można obliczyć z uproszczonego [1] wzoru:

$$C = 20 \lg c [\text{dB}] \quad (1)$$

gdzie

$$c = \frac{Z_{op} + R}{Z_{os} \left(1 + \frac{R}{Z_{02}}\right)} \frac{\lambda}{2\pi L} \quad (2)$$

przy czym:

- Z_{op} — impedancja charakterystyczna linii pomocniczej dołączonej do wyjścia pętli sprzęgacza,
- R — rezystancja obciążenia pętli sprzęgającej,
- Z_{os} — impedancja charakterystyczna sprzężenia,
- Z_{02} — impedancja charakterystyczna osiowego odcinka pętli przy usuniętym przewodzie wewnętrznym linii współosiowej,
- λ — długość fali,
- L — długość pętli sprzęgającej.

Na rysunku 1 jest przedstawiony schemat konstrukcji sprzęgacza pętlowego umieszczonego w linii współosiowej. Zgodnie z [1] i oznaczeniami rysunku impedancja charakterystyczna sprzężenia ma wartość

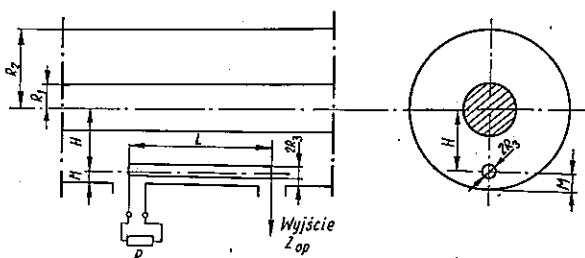
$$Z_{os} = 60 \ln \frac{R_2}{H} \quad (3)$$

a impedancja charakterystyczna osiowego odcinka pętli ma natomiast wartość

$$Z_{02} \approx 60 A r \cosh \frac{M}{R_3} \quad (4)$$

Ze względu na kierunkowość sprzęgacza optymalne zanurzenie pętli zależy od promienia przewodu pętli R_3 i impedancji Z_{op}

$$M = R_3 \cosh \frac{Z_{op}}{60} \quad (5)$$



Rys. 1. Schemat konstrukcji sprzęgacza kierunkowego

3. WPŁYW PRZEMIESZCZENIA PRZEWODU WEWNĘTRZNEGO NA WARTOŚĆ SPRĘŻENIA C

Przemieszczenie przewodu wewnętrznego nie wpływa na wartość Z_{op} , Z_{02} , R , λ oraz L , można więc uważać że przemieszczenie ma wpływ jedynie na impedancję charakterystyczną sprzężenia Z_{os} . Wszystkie pozostałe składniki wzoru (2) pozostają natomiast stałe. Wzór (2) przyjmie więc postać następującą

$$c = \frac{A}{Z_{os}}, \quad (6)$$

gdzie

$$A = \frac{Z_{op} + R}{1 + \frac{R}{Z_{02}}} \frac{\lambda}{2\pi L} = \text{const} \quad (7)$$

Oznaczając przez Z'_{os} , c' , ΔZ_{os} i Δc odpowiednio: impedancję charakterystyczną sprzężenia, wartość sprzężenia, zmianę impedancji sprzężenia oraz zmianę sprzężenia po przemieszczeniu przewodu wewnętrznego, można napisać następujący układ równań:

$$c' = \frac{A}{Z'_{os}} \quad (8)$$

$$Z'_{os} = Z_{os} + \Delta Z_{os} \quad (9)$$

$$c' = c + \Delta c \quad (10)$$

które łącznie z równaniem (6) pozwalają określić wartość względnej zmiany sprzężenia

$$\frac{\Delta c}{c} = \frac{c' - c}{c} = - \frac{\Delta Z_{os}}{Z_{os} + \Delta Z_{os}} = - \frac{\Delta Z_{os}}{Z'_{os}} \quad (11)$$

Dla znalezienia wartości $\frac{\Delta c}{c}$ wystarczy więc obliczyć ΔZ_{os} . Najwygodniej jest tu zastosować konforemne odwzorowanie płaszczyzny Z (na której leży przekrój poprzeczny linii z przemieszczonym przewodem wewnętrznym) na płaszczyznę w (na której leży przetransformowany przekrój linii o konfiguracji koncentrycznej).

Linia, której przekrój leży na płaszczyźnie Z oraz jej konforemne odwzorowanie mają identyczne własności elektryczne. Zastosowane przekształcenie ma postać [2]

$$w = \frac{Z}{1 + BZ} \quad (12)$$

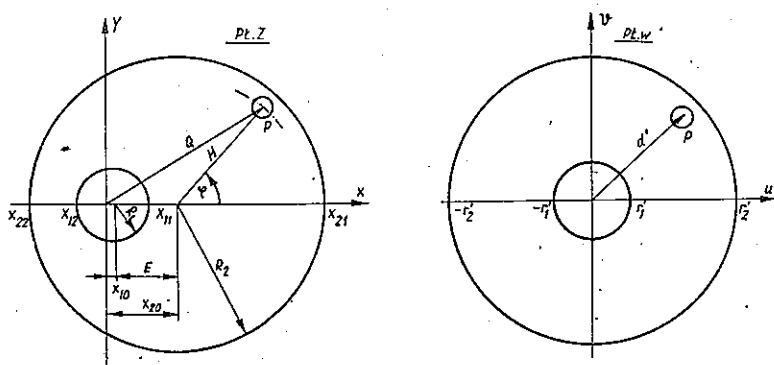
lub

$$Z = \frac{w}{1 - Bw} \quad (13)$$

gdzie:

- Z — punkty na płaszczyźnie Z ,
- w — punkty na płaszczyźnie w ,
- B — stała przekształcenia.

Stała przekształcenia B powinna być wybrana w taki sposób, aby przetransformowana linia była linią współosiową. Można wówczas bowiem stosować analizę własności sprzęgacza opartą na wzorach podanych w rozdz. 2.



Rys. 2. Przekrój poprzeczny linii z przemieszczonym przewodem wewnętrznym oraz jego konforemne przekształcenie

Na rysunku 2 przedstawione są przekroje linii w płaszczyźnie Z oraz w płaszczyźnie w . Na rysunku tym E jest wartością przemieszczenia przewodu wewnętrznego linii, a punkt o współrzędnych $(X = 0, Y = 0)$ środkiem elektrycznym układu. Przesunięcie przewodu wewnętrznego ma kierunek dowolny względem prostej łączącej środek pętli i środek

przewodu zewnętrznego. Dla uproszczenia obliczeń jest tu wygodnie wprowadzić normalizację rozmiarów do promienia R_2 , a więc:

$$r_1 = \frac{R_1}{R_2} \text{ — znormalizowany promień przewodu wewnętrznego,} \quad (14)$$

$$r_2 = \frac{R_2}{R_2} = 1 \text{ — znormalizowany promień przewodu zewnętrznego,} \quad (15)$$

$$e = \frac{E}{R_2} \text{ — znormalizowana wartość przemieszczenia,} \quad (16)$$

$$d = \frac{D}{R_2} \text{ — znormalizowana odległość pętli od środka elektrycznego linii z przemieszczonym przewodem wewnętrznym,} \quad (17)$$

$$h = \frac{H}{R_2} \text{ — znormalizowana odległość pętli od środka linii współosiowej.} \quad (18)$$

W celu uzyskania dokładnej postaci przekształcenia (12) należy wyznaczyć wartość stałej B . W tym celu można wybrać cztery dowolne, z góry dane, punkty płaszczyzny Z , żądając, aby zgodnie z przekształczeniami (12) i (13) przeszły one w z góry wybrane punkty płaszczyzny w . W omawianym przypadku wybrano na płaszczyźnie Z punkty przecięcia się powierzchni przewodu wewnętrznego i zewnętrznego z osią liczb rzeczywistych X .

W płaszczyźnie w obrazy tych punktów tworzą pary liczb rzeczywistych (współrzędne) symetryczne względem osi liczb urojonych v . Zgodnie z oznaczeniami na rys. 2, oraz wzorami (12) i (13), można napisać następujący układ równań dla współrzędnych znormalizowanych:

$$x_{11} = \frac{r'_1}{1 - Br'_1}; \quad x_{12} = \frac{-r'_1}{1 + Br'_1} \quad (19)$$

$$x_{21} = \frac{r'_2}{1 - Br'_2}; \quad x_{22} = \frac{-r'_2}{1 + Br'_2} \quad (20)$$

$$x_{10} = \frac{1}{2} (x_{11} + x_{12}); \quad x_{20} = \frac{1}{2} (x_{21} + x_{22}) \quad (21)$$

$$r_1 = \frac{1}{2} (x_{11} - x_{12}); \quad r_2 = \frac{1}{2} (x_{21} - x_{22}) \quad (22)$$

$$e = x_{20} - x_{10} \quad (23)$$

Stąd wartość stałej B

$$B = \frac{e}{r_2 \sqrt{(1 - r_1^2)^2 - 2e^2(1 + r_1^2) + e^4}} \approx \frac{e}{r_2 \sqrt{(1 - r_1^2)^2 - 2e^2(1 + r_1^2)}} \quad (24)$$

Dla przekształconego przekroju poprzecznego linii impedancja charakterystyczna sprzężenia wyniesie:

$$Z'_{os} = 60 \ln \frac{r'_2}{|d'|} \quad (25)$$

gdzie $|d'|$ — moduł przetransformowanego odcinka $d = \frac{D}{R_2}$ (rys. 2).

W czasie montażu sprzęgacza kierunkowego do toru współosiowego kierunek przemieszczenia przewodu wewnętrznego, względem płaszczyzny wyznaczonej przez oś pętli i oś przewodu zewnętrznego, jest zupełnie przypadkowy. Zachodzi więc pytanie, czy kierunek przemieszczenia ma wpływ na zmianę sprzężenia $\frac{\Delta c}{c}$? Należy oczekiwać, że największe zmia-

ny sprzężenia $\frac{\Delta c}{c}$ wystąpią przy przemieszczeniach przewodu środkowego wzdłuż osi X , tzn. dla $\varphi = 0$ i $\varphi = \pi$. Istotnie, oznaczając przez $d'_{\varphi=0}$ i $d'_{\varphi=\pi}$ odpowiednio współrzędne środka pętli w płaszczyźnie w , przy przemieszczeniu przewodu wewnętrznego od pętli ($\varphi = 0$) oraz do pętli ($\varphi = \pi$), można wykazać, że $|d'_{\varphi=0}| = |d'|_{\max}$, a $|d'_{\varphi=\pi}| = |d'|_{\min}$.

Ponieważ zgodnie z właściwością przekształcenia (12) wartość r'_2 nie zależy od kierunku przemieszczenia, a jedynie od wartości e i r_1 , więc na podstawie (25) dla $\varphi = 0$:

$$Z'_{os} = Z'_{os \min}$$

a dla $\varphi = \pi$:

$$Z'_{os} = Z'_{os \max}$$

Można dowieść, że $Z'_{os \max} > Z_{os}$ i $Z'_{os \min} < Z_{os}$, a więc zgodnie z (11) dla kierunku przemieszczenia od pętli $\left(\frac{\Delta c}{c}\right)_{\varphi=0}$ ma znak dodatni, a dla kierunku przemieszczenia do pętli $\left(\frac{\Delta c}{c}\right)_{\varphi=\pi}$ ma znak ujemny, oraz że

$$\left|\left(\frac{\Delta c}{c}\right)_{\varphi=0}\right| \approx \left|\left(\frac{\Delta c}{c}\right)_{\varphi=\pi}\right| = \left|\frac{\Delta c}{c}\right|_{\max}.$$

Na podstawie powyższych rozważań warto zauważyć, że dla każdej wartości e istnieje pewien kąt φ , przy którym $\frac{\Delta c}{c} = 0$.

W dalszym ciągu rozpatrzony będzie przypadek maksymalnej zmiany sprzężenia, który w praktyce jest najbardziej interesujący. Przeprowadzone poniżej obliczenia pozwolą ustalić górną granicę błędu przy określaniu wartości sprzężenia C sprzęgacza, w którym przewód wewnętrzny uległ przemieszczeniu.

Zgodnie z (12) oraz rys. 2, dla $\varphi = 0$ można napisać:

$$r'_2 = \frac{r_2 + x_{20}}{1 + B(r_2 + x_{20})} \quad (26)$$

$$|d'_{\varphi=0}| = \frac{h + x_{20}}{1 + B(h + x_{20})} \quad (27)$$

oraz dla $\varphi = \pi$:

$$r'_2 = \frac{r_2 - x_{20}}{1 - B(r_2 - x_{20})} \quad (28)$$

$$|d'_{\varphi=\pi}| = \frac{h - x_{20}}{1 - B(h - x_{20})} \quad (29)$$

We wzorach (26) i (27) można przyjąć, że $x_{20} = e + x_{10} \simeq e$. We wzorach (28) i (29) takie uproszczenie jest natomiast niedopuszczalne. Obliczając x_{20} na podstawie (21) i (23) oraz wiedząc, że $r'_1 \simeq r_1$ ($e \ll 1$), otrzymuje się:

$$x_{20} \simeq e + B r_1^2 \quad (30)$$

Przypadek $\varphi = \pi$ jest więc rachunkowo bardziej pracochłonny. Dla obliczenia $\frac{\Delta c}{c}$ wystarczy posłużyć się wzorami (26) i (27), przyjmując $x_{20} \simeq 0$.

Na podstawie (25), (26) i (27)

$$Z'_{os} \simeq 60 \ln \frac{B + \frac{1}{h+e}}{B + \frac{1}{r_2+e}} \quad (31)$$

Uwzględniając zależności (3) i (11) otrzymuje się

$$\Delta Z_{os} \simeq 60 \ln \frac{h \left(B + \frac{1}{h+e} \right)}{r_2 \left(B + \frac{1}{r_2+e} \right)} \quad (32)$$

Zgodnie ze wzorem (11) i pamiętając, że $r_2 = 1$, zmiana sprzężenia przy przemieszczeniu e wynosi:

$$\frac{\Delta c}{c} = \frac{1}{1 + \frac{\ln \frac{1}{h}}{\ln \frac{h \left(B + \frac{1}{h+e} \right)}{B + \frac{1}{1+e}}}}, \quad (33)$$

gdzie B — stała obliczona ze wzoru (24).

Ponieważ sprzężenie sprzęgacza jest najczęściej wyrażane w decybelach, jest więc wygodnie wyrazić również w decybelach zmianę sprzężenia, spowodowaną przemieszczeniem przewodu wewnętrznego.

Z definicji

$$C' - C = \Delta C = 20 \lg \left(1 + \frac{\Delta c}{c} \right) \text{ [dB]} \quad (34)$$

Na zakończenie, zostaną przedstawione wyniki obliczeń dla sprzęgacza kierunkowego opisanego w [1] i stosowanego przez autorów w pomiarach mocy sygnałów niepożądanych, promieniowanych przez nadajnik UKF.

Stosowany sprzęgacz miał następujące parametry:

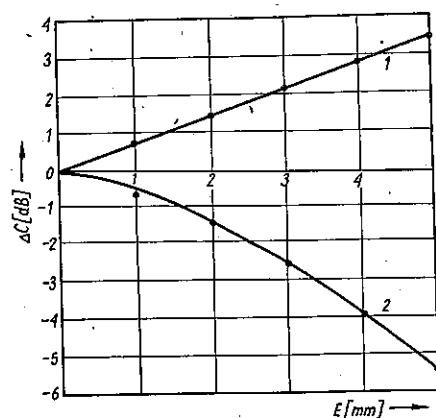
impedancja charakterystyczna toru koncentrycznego $Z_0 = 60 \Omega$,
 impedancja charakterystyczna linii pomocniczej $Z_{0p} = 75 \Omega$,
 sprzężenie $C = 59 \text{ dB}$, przy $f = 71 \text{ MHz}$,
 promień przewodu wewnętrznego $R_1 = 10,5 \text{ mm}$,
 promień przewodu zewnętrznego $R_2 = 28,5 \text{ mm}$,
 odległość od osi pętli do osi toru współosiowego $H = 26,69$,
 promień przewodu pętli $R_3 = 1 \text{ mm}$.

Wyniki obliczeń są zestawione w tabl. 1.

Tablica 1

$E \text{ [mm]}$	1	2	3	4	5
$\frac{\Delta c}{c} \text{ [%]}$	± 8	± 16	± 26	± 36	± 47
$\Delta C \text{ [dB]}$	+0.67 -0.70	+1.3 -1.5	+2.0 -2.6	+2.7 -3.9	+3.3 -5.5

Na rysunku 3 jest przedstawiony wykres maksymalnych zmian sprzężenia w funkcji przemieszczenia E . Rzeczywista wartość sprzężenia C leży pomiędzy krzywymi 1 i 2.



Rys. 3. Zmiana sprzężenia w funkcji przemieszczenia przewodu wewnętrznego

Z przeprowadzonej analizy i z przytoczonego przykładu wynika, że przemieszczenie wewnętrznego przewodu może powodować dość znaczne zmiany sprzężenia sprzęgacza współosiowego. W przypadku gdy sprzęgacz jest stosowany w pomiarach mocy, to jest to źródłem błędów pomiaru. Przedstawione rozważania prowadzą więc do wniosku, że zachowanie współosiowości obydwu przewodów sprzęgacza ma istotne znaczenie praktyczne i powinno stanowić przedmiot szczególnej troski. Oprócz błędów montażu, przemieszczenie wewnętrznego przewodu może być powodowane przez niesymetryczne podpory, zwis pod wpływem siły ciężarowej oraz naprężenia wzdłuż przewodu. Należy o tym pamiętać i każdorazowo stosować środki prowadzące do uniknięcia tego rodzaju nieprawidłowości.

Autorzy wyrażają podziękowanie panu prof. dr. Leonardowi Knocho-
wi, kierownikowi Katedry Radiokomunikacji Politechniki Gdańskiej, za
cenną pomoc i zachętę do wykonania niniejszej pracy, oraz Resortowi
Łączności za umożliwienie jej wykonania.

WYKAZ LITERATURY

1. *Lubański M., Zakrzewski Z.*: Metoda projektowania koncentrycznego sprzęgacza kierunkowego o dużym sprzężeniu. *Prace Instytutu Łączności* 1965, 3 (39), ss. 37—48.
2. *Grodniew I. I., Sokołow W. W.*: *Koaksjalnye kabeli*. Moskwa 1954.

М. Любаньски и З. Закшевски

**ВЛИЯНИЕ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ВНУТРЕННЕГО ПРОВОДА В КОАКСИАЛЬНОМ
НАПРАВЛЕННОМ ОТВЕТВИТЕЛЕ НА ЗНАЧЕНИЕ ПАРАМЕТРА СВЯЗИ**

Резюме

Проведен анализ влияния небольшого и параллельного перемещения внутреннего провода коаксиальной линии на значения параметра связи в направленном ответвителе, в котором длина шлейфа мала по отношению к длине волны. Результаты анализа пригодны для установления допусков изготовления ответвителя, в зависимости от требуемой точности желаемой связи, или для оценки значения точности измерения.

M. Lubański, Z. Zakrzewski

**EFFECT OF A SHIFT OF AN INSIDE WIRE IN A COAXIAL DIRECTIONAL
COUPLER ON THE VALUE OF A COUPLING PARAMETER**

Summary

One analysed an effect of a small parallel shift of an inside wire of a coaxial line upon the value of the coupling parameter in a directional coupler, in which the loop length is small in comparison with the wave length.

The results of the analysis are useful to determine manufacturing tolerances of the coupler depending on wanted exactness of the desired coupling or to estimate the exactness of measurements.

M. Lubański, Z. Zakrzewski

**L'EFFET DU DÉPLACEMENT DU CONDUCTEUR INTÉRIEUR
DANS UN COUPLEUR DIRECTIONNEL COAXIAL SUR LA VALEUR
DU PARAMÈTRE DE COUPLAGE**

Résumé

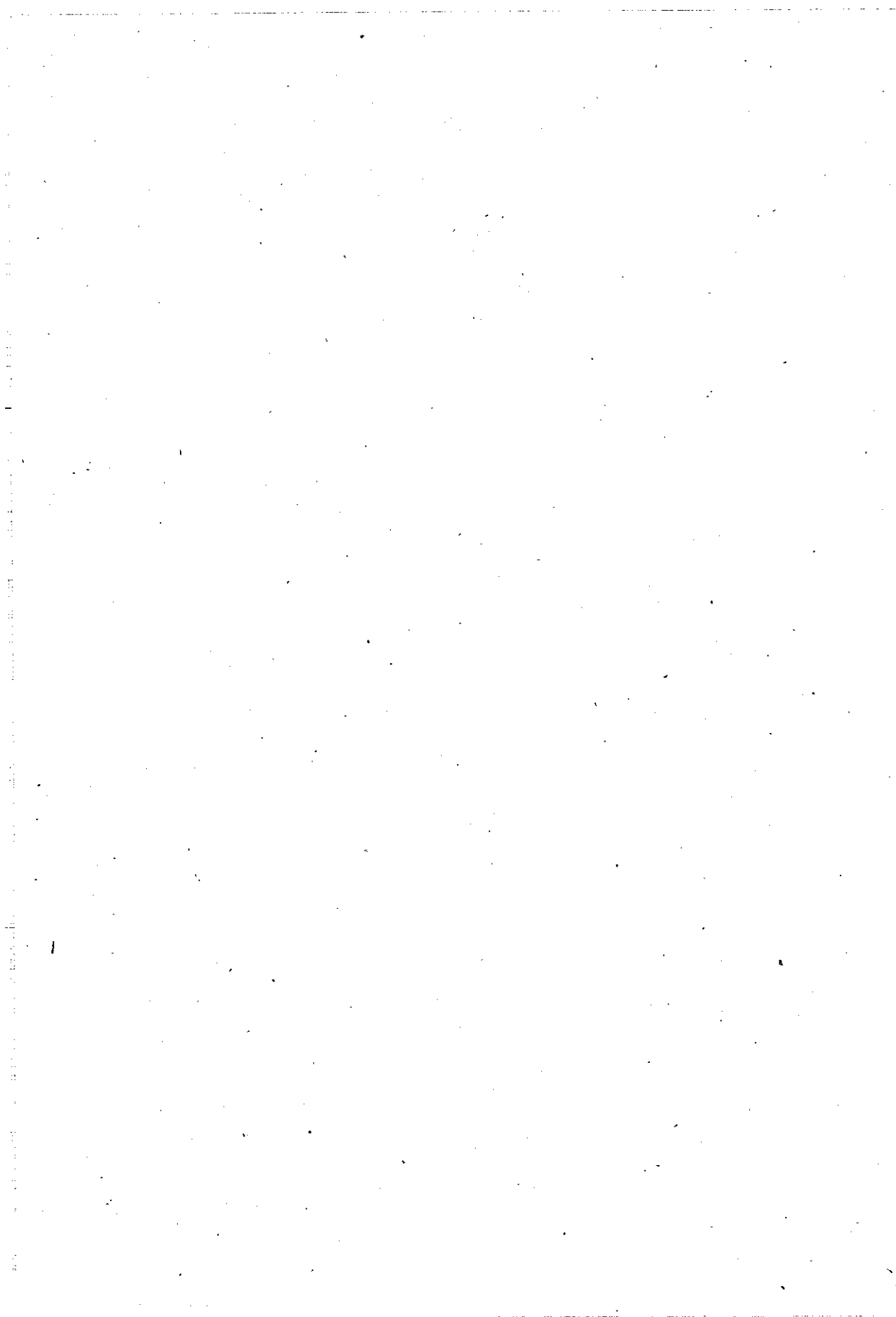
On a analysé l'effet d'un petit déplacement parallèle du conducteur intérieur de la ligne coaxiale sur la valeur de couplage dans un coupleur coaxiale directionnel, ayant la longueur de la boucle petite par rapport à la longueur d'onde. Les résultats de l'analyse sont utiles afin de fixer les tolérances de réalisation d'un tel coupleur, selon l'exactitude demandée du coupleur en question ou afin d'obtenir le degré d'exactitude des mesures.

M. Lubański, Z. Zakrzewski

EINFLUSS EINER UMSTELLUNG DER INNEREN LEITUNG
IM KONZENTRISCHEN RICHTUNGSKOPPLER AUF DEN WERT
DES KOPPLUNGSFAKTORS

Zusammenfassung

Es wurde eine Analyse des Einflusses einer kleinen parallelen Umstellung der inneren Leitung der konzentrischen Linie auf den Wert des Kopplungsparameters im Richtungskoppler durchgeführt in dem die Schleifenlänge im Vergleich mit der Wellenlänge klein ist. Die Analysenergebnisse sind zum Feststellen der Ausführungstoleranz in Abhängigkeit von der verlangten Genauigkeit der gewünschten Kopplung und zur Einschätzung des Messgenauigkeitswerts tauglich.



MIECZYŚŁAW LUBAŃSKI
ZENON ZAKRZEWSKI

621.317.382 : 621.391.82 : 621.396.61

POMIAR MOCY PROMIENIOWAŃ NIEPOŻĄDANYCH NADAJNIKA PRACUJĄCEGO W ZAKRESIE FAL METROWYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 28. IV. 1967 r.

Podano praktyczny sposób mierzenia mocy promieniowania niepożądanego w zakresie fal metrowych. Podana metoda opiera się na zastosowaniu generatora wzorcowego, tłumika kalibrowanego selektywnego wskaźnika poziomu oraz pętlowego sprzęgacza kierunkowego.

Pomiar mocy prądów odgałęzionych z linii zasilającej antenę odbywa się przez porównanie z mocą generatora wzorcowego. Przykładowo podano wyniki pomiarów, wykonanych omówioną metodą.

1. WSTĘP

Zakres fal metrowych jest w coraz większym stopniu wykorzystywany przez różne służby radiowe. W związku z tym rosną wymagania stawiane urządzeniom pracującym w tym zakresie.

CCIR zaleca stosowanie określonych norm [1] [3] dotyczących maksymalnego poziomu mocy promieniowań niepożądanych nadajników pracujących w zakresie fal metrowych (30—235 MHz). I tak dla stacji o mocy większej od 25 W przy częstotliwości podstawowej, moc średnia określonego sygnału niepożądanego, doprowadzona do anteny, powinna być mniejsza o co najmniej 60 dB od mocy emisji właściwej i nie może być większa od 1 mW. (Zalecenie 329-1).

Z inicjatywy Ministerstwa Łączności w Zakładzie Radiokomunikacji Politechniki Gdańskiej prowadzone były prace nad opracowaniem metody pomiaru mocy sygnałów niepożądanych radiofonicznych stacji UKF, najbardziej przydatnej do stosowania w warunkach eksploatacyjnych.

Zalecenie CCIR 329-1 ogranicza maksymalny poziom mocy sygnałów o częstotliwościach niepożądanych, doprowadzonych do anteny nadajnika. Skłania to do wyboru metody pomiaru promieniowań niepożądanych,

opartej na wykorzystaniu sprzęgaczy kierunkowych, włączonych do toru w.cz. zasilającego antenę. W tym przypadku możliwy jest pomiar mocy fali padającej i odbitej w torze, a zatem wyznaczenie mocy doprowadzonej do anteny.

Zastosowanie sprzęgaczy kierunkowych pozwala uniknąć wad, jakimi obarczone są metody oparte na wykorzystaniu sztucznej anteny, a mianowicie:

a) niemożliwość wykonania pomiarów w normalnych warunkach eksploatacyjnych stacji,

b) konieczność wykonania dodatkowego pomiaru impedancji wejściowej anteny dla wszystkich częstotliwości sygnałów niepożądanych.

Pośród różnych sprzęgaczy używanych w zakresie fal metrowych sprzęgacze pętlowe wydają się najbardziej odpowiednie do omawianego zastosowania. Konstrukcja ich jest prosta, a stosunkowo dokładne projektowanie nie nastręcza trudności [4].

Niniejsza praca zawiera opis metody pomiaru mocy promieniowań niepożądanych w zakresie częstotliwości od 30 do 300 MHz oraz skrócony opis pomiarów wykonanych w Radiofonicznym Ośrodku Nadawczym Gdańsk-Chwaszczyno.

Proponowana przez autorów metoda różni się pod względem techniki pomiarowej od innych metod. Pomiar mocy prądów odgałęzionych z linii zasilającej antenę za pomocą sprzęgacza odbywa się przez porównanie z mocą generatora wzorcowego.

Praca stanowi część opracowywanego przez Instytut Łączności tematu pt. „Racjonalna redukcja promieniowań niepożądanych, generowanych przez radiostacje nadawcze służby stałej”. Całością prac wykonanych w Zakładzie Radiokomunikacji Politechniki Gdańskiej kierował prof. dr inż. Leonard Knoch.

2. OPIS METODY POMIARU

Moc fali o określonej częstotliwości doprowadzona do anteny stanowi różnicę mocy fali padającej i odbitej. Umieszczenie w linii zasilającej antenę dwóch sprzęgaczy kierunkowych (jednego sprzęgacza o odwracalnych właściwościach kierunkowych) umożliwia wyodrębnienie określonej części mocy obu tych fal.

Niech sprzężenie sprzęgaczy włączonych do linii jest jednakowe i równe:

$$C = 20 \lg c \quad [\text{dB}] \quad (1)$$

wówczas moc fali padającej P_i i moc fali odbitej P_r wynoszą odpowiednio:

$$\begin{aligned} P_i &= c^2 P_{im} \\ P_r &= c^2 P_{rm} \end{aligned} \quad (2)$$

gdzie:

P_{im} — moc na wyjściu sprężacza w przypadku sprzężenia z falą padającą,

P_{rm} — moc na wyjściu sprężacza w przypadku sprzężenia z falą odbitą.

Pomiar mocy P_{im} oraz P_{rm} umożliwia obliczenie mocy doprowadzonej do anteny:

$$P = c^2(P_{im} - P_{rm}) \quad (3)$$

Wzór (3) jest słuszny, gdy można zaniedbać straty w linii zasilającej na odcinku między sprężaczem i anteną oraz wpływ skończonej wartości kierunkowości sprężacza. W stosowanych dotychczas metodach pomiaru mocy odgałęzionej z toru zasilającego antenę dokonywano za pomocą miernika małych mocy lub selektywnego mikrowoltomierza.

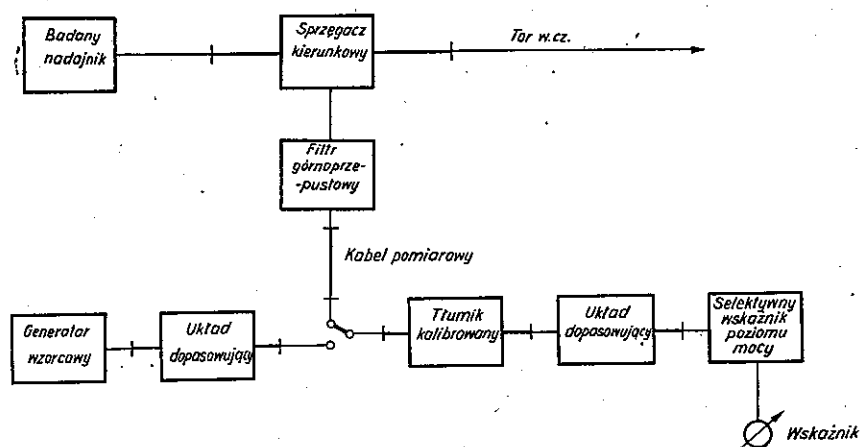
W wyniku przeprowadzonych doświadczeń stwierdzono, że bardziej przydatną metodą pomiaru w omawianym przypadku jest pomiar mocy P_{im} i P_{rm} przez porównanie ich z mocą generatora wzorcowego. Dzięki użyciu generatora wzorcowego unika się potrzeby stosowania mikrowoltomierza selektywnego lub miernika małych mocy. W zamian należy stosować kalibrowany tłumik o dużej dokładności, regulowany skokowo oraz wskaźnik poziomu mocy o dostatecznej selektywności, stabilności wskazań i o dobrym ekranowaniu od wpływu pól zewnętrznych.

W trakcie pomiarów za pomocą generatora wzorcowego i tłumika kalibrowanego moc wyjściowa generatora jest stała, a jej wartość może być wybrana w ten sposób, aby zapewnić dużą dokładność jej pomiaru (np. rzędu 1 W). Za pomocą kalibrowanego tłumika utrzymuje się również stały poziom mocy na wejściu wskaźnika poziomu. W metodzie opartej na bezpośrednim pomiarze mocy za pomocą mikrowoltomierza lub miernika małych mocy istnieje konieczność pomiaru mocy, których poziomy mogą się zmieniać w bardzo szerokich granicach.

Zastosowanie generatora wzorcowego oraz tłumika kalibrowanego zwiększa dokładność pomiaru oraz pozwala złagodzić wymagania stawiane aparaturze pomiarowej (poza tłumieniem). Również technika pomiarowa ulega pewnemu uproszczeniu. Uproszczony schemat blokowy układu pomiarowego przedstawiony jest na rys. poniżej.

Filtr górnoprzepustowy służy do tłumienia składowej podstawowej

podczas pomiaru harmonicznych. W przypadku dostatecznej selektywności i liniowości użytego wskaźnika poziomu mocy stosowanie filtru może okazać się niekonieczne.



Układ do pomiaru mocy prądów o częstotliwościach niepożądanych

Sprzęgacz kierunkowy jest elementem układu pomiarowego, wymagającym szerszego omówienia. Zastosowany został jeden współosiowy sprzęgacz z pętlą sprzęgającą o długości znacznie mniejszej od długości fali. Sprężenie C takiego sprzęgacza maleje [4] liniowo z częstotliwością o wartości 6 dB na oktawę. Pozwala to stawiać złagodzone wymagania na aparaturę pomiarową^{*)}. Konstrukcja sprzęgacza zapewnia możliwość zmiany kierunku sprzężenia, a więc odgałęzienie części mocy fali padającej lub fali odbitej. Pomiar przy pomocy omawianego układu mocy doprowadzonej do anteny jest obciążony następującymi błędami:

- Δ_1 [dB] — błąd w określeniu sprzężenia C , sprzęgacza kierunkowego,
- Δ_2 [dB] — błąd wynikający ze skończonej wartości kierunkowości sprzęgacza $D = 10 \lg d$ [dB]. Można wykazać, iż w przypadku pomiaru różnicy mocy fali padającej i odbitej, maksymalna wartość tego błędu $\Delta_2 = 10 \lg \left(1 + \frac{1}{d}\right) \cong \frac{4.3}{d}$ [dB],
- Δ_3 [dB] — błąd cechowania tłumika kalibrowanego,
- Δ_4 [dB] — błąd selektywnego pomiaru napięcia,
- Δ_5 [dB] — błąd pomiaru mocy generatora wzorcowego,
- Δ_6 [dB] — błąd wynikający z wpływu zewnętrznych pól elektromagnetycznych na pomiar,

^{*)} Składowa podstawowa jest tłumiona silniej niż harmoniczne.

Δ_7 [dB] — inne błędy (niedopasowanie, odbicie w łączówkach itp.).
Maksymalna wartość całkowitego błędu jest równa:

$$\Delta = \sum_1^7 \Delta_n \quad (4)$$

3. OPIS WYKONANYCH POMIARÓW

Zaproponowana metoda została praktycznie sprawdzona przy pomiarach poziomu mocy promieniowań niepożądanych radiofonicznego nadajnika ultrakrótkofalowego w Ośrodku Gdańsk-Chwaszczyno. Częstotliwość pracy nadajnika wynosiła $f_0 = 70,310$ MHz, a nominalna moc $P = 5$ kW.

W pomiarach zastosowano aparaturę firmy Rohde i Schwarz typ KSVV BNI 522/50 oraz kabel pomiarowy w podwójnym oplocie wraz z łączówkami typu Dezifix B.

Parametry odbiornika, użytego jako selektywny wskaźnik poziomu mocy, pozwoliły na eliminację filtru górnoprzepustowego, zaznaczonego na rys. 1. Sprzęgacz kierunkowy wmontowano na stałe w linię przesyłową nadajnika, a aparaturę pomiarową umieszczono w ekranowym pomieszczeniu w odległości kilkunastu metrów od badanego nadajnika.

Parametry elementów układu pomiarowego pozwoliły na określenie maksymalnych wartości błędów $\Delta_1 - \Delta_5$ wymienionych w punkcie 2:

$$\begin{array}{llll} \Delta_1 = 0.5 \text{ dB}, & \Delta_2 = 0.05 \text{ dB}, & \Delta_3 = 0.5 \text{ dB}, & \Delta_4 = 0.6 \text{ dB} \\ & i & \Delta_5 = 0.5 \text{ dB} & \end{array}$$

W celu oszacowania maksymalnej wartości błędu spowodowanego wpływem pól zewnętrznych przeprowadzono niżej opisane próby. Po odłączeniu kabla pomiarowego od sprzęgacza, łączówkę kabla pozostawiano rozwartą lub zwartą i w obu tych przypadkach mierzono poziom mocy na wejściu odbiornika. Stwierdzono, że dla wszystkich częstotliwości objętych badaniami poziom ten był co najmniej o 22 dB niższy od mierzonego poziomu mocy promieniowań niepożądanych. Błąd pomiaru mocy wynikający z wpływu pól zewnętrznych był więc nie większy niż 1%, co odpowiada $\Delta_6 \approx 0.05$ dB. Sumę pozostałych błędów oszacowano na $\Delta_7 = 0.4$ dB. Maksymalna wartość całkowitego błędu pomiaru mocy promieniowań niepożądanych, doprowadzonej do anteny, nie przekraczała wartości $\Delta \approx 2.6$ dB. Oznacza to, że wynik pomiaru zawarty jest w granicach od 55 do 182% rzeczywistej wartości mocy. Ponieważ pomiar odbywa się w obecności silnego sygnału składowej podstawowej, to uzyskaną dokładność należy uważać za zadowalającą.

Powyższe oszacowanie błędu dotyczy przypadku, gdy w trakcie pomiarów w ośrodku nadawczym pracował jedynie badany nadajnik. Jednoczesna praca innych nadajników, szczególnie średniofalowego, powodowała duży wpływ pól zewnętrznych na pomiary i uniemożliwiała ich wykonanie.

Pomiary przeprowadzone były w pasmie 35—300 MHz, co stanowiło $0,5 \div 4$ częstotliwości podstawowej nadajnika. Wymienione pasmo częstotliwości przebadano w sposób ciągły, mierząc moc promieniowań niepożądanych w każdym przypadku, gdy poziom ich przekraczał 10^{-4} W. Można więc było stwierdzić, z błędem nie większym niż 2,6 dB, w jakim stopniu nadajnik spełnia wymagania CCIR dotyczące promieniowań niepożądanych.

Zestawienie wyników przeprowadzonych pomiarów stanowi załącznik do niniejszej pracy (zob. Dodatek). Szczegółowy opis metody i sprawozdanie z pomiarów nadajnika UKF Gdańsk-Chwaszczyno znajduje się w posiadaniu Zjednoczenia Stacji Radiowych i Telewizyjnych.

WYKAZ LITERATURY

1. Regulamin Radiokomunikacyjny, Genewa 1959. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1963.
2. Sucher M., Fox J.: Handbook of Microwave Measurements. Polytechnic Press, Brooklyn 1963.
3. Juskiewicz W., Pawłowski W.: Metody pomiaru mocy wielkich częstotliwości i analiza ich przydatności do pomiaru mocy promieniowań niepożądanych w warunkach pracy urządzeń radionadawczych. Prace IŁ. Rok X. 1963, nr 2 (31), s. 47.
4. Lubański M., Zakrzewski Z.: Metoda projektowania koncentrycznego sprzęgacza kierunkowego o dużym sprzężeniu. Prace IŁ. Rok XII. 1965, nr 3 (39), s. 37.
5. Zakład Radiokomunikacji Politechniki Gdańskiej: Metoda pomiaru mocy sygnałów o częstotliwościach niepożądanych. 1965, cz. 3.

DODATEK

ZESTAWIENIE WYNIKÓW POMIARÓW I OBLICZEŃ

Lp.	Čzęst.	Moc fali pad.	Moc fali odb.	Moc dost. do
	f	P_i	P_r	anteny
	MHz	W	W	P W
1	70.310	5129	20,4	5109
2	140.620	0,33	0,066	0,26
3	210.930	0,034	0,002	0,032
4	281.240	0,014	0,009	0,005

*М. Любаньски,
З. Закшевски*

ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ НЕЖЕЛАЕМЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ПЕРЕДАТЧИКА,
РАБОТАЮЩЕГО В ДИАПАЗОНЕ МЕТРОВЫХ ВОЛН

Резюме

Приведен практический способ измерения мощности нежелательного излучения в диапазоне метровых волн. Приведенный метод основан на применении селективного измерителя мощности и направленного шлейфа связи.

Измерение мощности токов, ответвленных от фидера питающего антенну фидера, происходит путем сравнения с мощностью стандартного генератора. Приведены примеры результатов измерений, произведенных по вышеуказанному методу.

M. Lubański, Z. Zakrzewski

MEASURING OF SPURIOUS RADIATION OF A SENDER WORKING
IN THE RANGE OF METER WAVES

Summary

A practical method of power measurement of spurious radiation in the meter wave range is presented.

The method is based on the application of a selective power meter and of a directional loop coupler. The power measurements of currents branched off from the line feeding the aerial are carried out by comparison with the power of a standard generator.

As example some measuring results obtained by means of the described method are presented.

M. Lubański, Z. Zakrzewski

LES MESURES DU RAYONNEMENT PARASITE D'UNE STATION
ÉMETTRICE FONCTIONNANT DANS UNE BANDE D'ONDES MÉTRIQUES

Résumé

On a présenté une méthode pratique pour mesurer puissance du rayonnement dans la bande de fréquences métriques.

La méthode s'appuie sur l'utilisation d'un appareil sélectif à mesurer la puissance et d'un coupleur directionnel à boucle. On fait le mesurage de la puissance du courant branché de la ligne d'alimentation de l'antenne par comparaison avec la puissance d'un générateur étalon.

Sont donnés à titre d'exemple les résultats du mesurage, exécuté au moyen de la méthode décrite.

M. Lubański, Z. Zakrzewski

LEISTUNGSMESSUNG DER UNERWÜNSCHTEN STRAHLUNGEN EINES IM METERBEREICH ARBEITENDEN SENDERS

Zusammenfassung

Eine praktische Methode der Leistungsmessung der unerwünschten Strahlung im Bereich der Meterwellen wird gegeben. Die Methode wird auf der Anwendung eines selektiven Leistungsmessgerätes und einer gerichteten Schleifenankopplung gegründet.

Die Messung der Ströme, die von der Linie, welche die Antenne speist, abgezweigt werden, erfolgt durch den Vergleich mit der Leistung eines Normalgenerators.

Beispielsweise werden die Ergebnisse der mit der besprochenen Methode ausgeführten Messungen gegeben.

SOMMAIRE

1. <i>D. J. Bem</i> — L'optimalisation des caractéristiques verticales de rayonnement des antennes d'émission de télévision	19
2. <i>D. J. Bem</i> — Les mesures de la distribution du courant et de l'impédance d'entrée de l'antenne cylindrique	47
3. <i>M. Lubański, Z. Zakrzewski</i> — L'effet du déplacement du conducteur intérieur dans un coupleur directionnel coaxial sur la valeur du paramètre de couplage	58
4. <i>M. Lubański, Z. Zakrzewski</i> — Les mesures du rayonnement parasite d'une station émettrice fonctionnant dans une bande d'ondes métriques	67

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>D. J. Bem</i> — Optimierung der Vertikalcharakteristik der Fernsenderantennen	20
2. <i>D. J. Bem</i> — Messung der Stromverteilung und der Eingangsimpedanz der zylindrischen Antenne	47
3. <i>M. Lubański, Z. Zakrzewski</i> — Einfluss einer Umstellung der inneren Leitung im konzentrischen Richtungskoppler auf den Wert des Kopplungsfaktors	58
4. <i>M. Lubański, Z. Zakrzewski</i> — Leistungsmessung der unerwünschten Strahlungen eines im Meterbereich arbeitenden Senders	68